



Universidad  
Carlos III de Madrid

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

PROYECTO FIN DE CARRERA

# ANÁLISIS Y DISEÑO DE UN ARRAY DE PARCHES PARA APLICACIONES RADAR EN VEHÍCULOS

Autor: Alberto Fórneas Alonso

Tutor: Luis Inclán Sánchez

Leganés, Marzo de 2011

Título: Análisis y Diseño de un array de parches para aplicaciones radar en vehículos

Autor: Alberto Fórneas Alonso

Director: Luis Inclán Sánchez

## EL TRIBUNAL

Presidente: \_\_\_\_\_

Vocal: \_\_\_\_\_

Secretario: \_\_\_\_\_

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día 18 de marzo de 2011 en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

# Resumen

El proyecto describe el estudio realizado sobre antenas de parche, y en particular de su integración en algunos ejemplos de arrays para su posible aplicación en sistemas radar que puedan integrarse en vehículos.

En primer lugar se realizó una revisión de los servicios radio que están ya implementados en vehículos y de otros que se están desarrollando para su futura utilización. También se ha tratado de documentar algunas características y describir algunos de los parámetros básicos de funcionamiento de un sistema radar que pudieran condicionar a las antenas que llevarían.

Para nuestro Proyecto, hemos orientado el diseño hacia una antena radar para detección de objetos cercanos al vehículo (alrededor de un centenar de metros). Nos hemos centrado en las antenas de parche como posibles elementos radiantes ya que por sus características presentan unas cualidades que permiten su adaptación e instalación en vehículos. Sin embargo debemos tener en cuenta sus limitaciones en cuanto a funcionamiento. Sobre todo en el caso de la ganancia, aspecto crítico en una antena radar como la que pueda llevar un vehículo, lo que además permitiría radiar la menor energía posible.

El trabajo presenta como primera opción el diseño de un elemento aislado, adaptado en la banda de trabajo elegida. Sin embargo nos encontramos con la limitación en ganancia anteriormente comentada. Por este motivo el trabajo ofrece una serie de estudios en simulación que analizan diversos arrays formados por parches del tipo descrito en la primera parte.

La implementación de este array trata de mejorar la limitada ganancia de la antena. Por este motivo se describe el diseño de una red de alimentación para dicho array. El proyecto revisa algunas técnicas de división de potencia en circuitos impresos y estudia algunas opciones para dicha red de alimentación.

Una vez seleccionada una red en árbol, que se implementa en tecnología microstrip para alimentar el array por proximidad, se analiza con dos simuladores, uno circuital y otro de onda completa. Una vez diseñada esta red de alimentación se procede al estudio de las prestaciones del array y a su optimización para mejorar en la medida de lo posible su funcionamiento. En esta última etapa se ajusta a los materiales disponibles en el laboratorio de fabricación.

**Palabras clave:** array, parche, antena, alimentación por proximidad, vehículo, radar.



# Abstract

The project describes the study of patch antennas, and particularly their integration into some examples of arrays for its possible application to radar systems which can be integrated into vehicles.

Firstly, a review of radio services that are already implemented in vehicles was conducted as well as others that are being developed for future use. They have also tried to document some features and describe some of the basic operating parameters of a radar system that could influence on the antennas within the former parameters.

For our project, we aimed to design a radar antenna to detect objects near the vehicle (about a hundred meters). We have focused on the patch antennas as possible radiating elements due to the fact that its characteristics introduce certain qualities that allow the adaptation and installation in vehicle. However, we must take into account their limitations in terms of operation. This is particularly remarkable in terms of profit, a critical aspect in a radar antenna being similar to the one that a vehicle could take. This would also radiate little energy as possible.

The paper presents the design as the first choice of an aisled element, adapted to the chosen operating band. Yet we find the gain limitation discussed above. For this reason, the paper offers a series of simulation studies that examine diverse arrays formed by patches of the type described in the first part.

The implementation of this array deals with improvement related to the antenna gain. For this reason, the design of the supply network for this array is described. The project revises some techniques for divisions of power in printed circuit and examines several options for that supply.

Once selected a tree network which is implemented in microstrip technology to power the array by proximity coupling, the project is analysed thanks to two simulators, both a circuitual and one full wave. After designing this power supply, if is necessary to study the array performance and optimization to improve as far as it may be possible. In the last stage, the performance is adjusted to the available materials in the manufacturing laboratory.

**Keywords:** array, patch, antenna, proximity coupling vehicle, radar



## Índice de contenidos

1.	INTRODUCCIÓN.....	- 1 -
1.1.	Antenas para vehículos.....	- 1 -
1.2.	Breve introducción al sistema radar .....	- 25 -
1.3.	Motivación y objetivos .....	- 34 -
2.	DISEÑO DEL ELEMENTO AISLADO.....	- 35 -
2.1.	Presentación de las antenas de parche.....	- 35 -
2.1.1.	Tecnología impresa.....	- 36 -
2.2.	Antenas microstrip .....	- 37 -
2.2.1.	Estructura y tipos de antenas de parche.....	- 37 -
2.2.2.	Métodos de alimentación del parche .....	- 38 -
2.2.3.	Métodos de análisis .....	- 41 -
2.3.	Fijación de parámetros de diseño .....	- 42 -
2.3.1.	Parámetros radar .....	- 42 -
2.3.2.	Antena microstrip .....	- 44 -
2.4.	Presentación de los modelos .....	- 46 -
2.4.1.	Modelo 1 .....	- 46 -
2.4.2.	Modelo 2.....	- 53 -
2.4.3.	Modelo 3.....	- 57 -
2.4.4.	Modelos 4 y 5 .....	- 61 -
2.5.	Conclusiones y decisión .....	- 70 -
3.	DISEÑO DEL ARRAY DE PARCHES .....	- 71 -
3.1.	Descripción del array .....	- 71 -
3.2.	Presentación del modelo.....	- 78 -
3.3.	Diseño de la red de alimentación AWR.....	- 79 -
3.3.1.	Divisor en ‘T’: .....	- 79 -
3.3.2.	Divisor Branchline de 90° a 15 GHz .....	- 82 -
3.3.3.	Red de alimentación 1x4 con divisores Branchline de 90°.....	- 87 -
3.3.4.	Red de alimentación 1x4 con divisores en ‘T’ .....	- 92 -
3.4.	Simulación del array completo.....	- 96 -
3.5.	Diseño del array a fabricar .....	- 100 -
4.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS .....	- 104 -
5.	BIBLIOGRAFÍA.....	- 106 -

## Índice de Figuras

Figura 1: Cambio en la frecuencia por el efecto Doppler.....	1 -
Figura 2: Esquema de funcionamientos de un sistema radar.....	3 -
Figura 3: Aplicación del radar en un sistema de alerta por colisión delantera.....	4 -
Figura 4: Sistema DME en avión civil y militar.....	4 -
Figura 5: Manos libres externo con tecnología bluetooth .....	5 -
Figura 6: Antena tipo dipolo, con alimentación central .....	6 -
Figura 7: Diagrama de radiación de un dipolo con corriente uniforme.....	6 -
Figura 8: Antena de hilo monopolo sobre plano de masa, colocado en el techo del vehículo .....	7 -
Figura 9: Monopolo enrollado, o antena helicoidal.....	7 -
Figura 10: Antena plana impresa. Vemos los distintos parches cuadrados.....	8 -
Figura 11: Diagrama de radiación de una antena de parche rectangular.....	8 -
Figura 12: Array de parches cuadrados, con alimentación en árbol.....	10 -
Figura 13: Conjunto de antenas con diversidad, con 4 vías .....	10 -
Figura 14: Monopolo de alta ganancia para servicio GSM de voz. Usada en las primeras implementaciones en vehículos. ....	14 -
Figura 15: Antena de aleta de tiburón. Puede integrar servicios de radiodeterminación por satélite y radio .....	14 -
Figura 16: Antena de radiodeterminación por satélite externa, para su colocación en el salpicadero.....	15 -
Figura 17: Antena de alta ganancia para GPRS/UMTS/HSDPA, para mejorar la cobertura en vehículos.....	16 -
Figura 18: Servicios que puede dar WiMAX en vehículos .....	18 -
Figura 19: Servicio vía satélite de datos para acceso a internet. ....	19 -
Figura 20: Antena radar se instalada en la parte delantera del vehículo .....	20 -
Figura 21: Sistema que detecta posibles colisiones delantera y traseras.....	21 -
Figura 22: Sistema de airbag externos.....	21 -
Figura 23: Sistema de apertura remota de las puertas del vehículo.....	22 -
Figura 24: Sistema de telepeaje, o “Automatic Toll” .....	23 -
Figura 25: Vinculación del teléfono móvil a un sistema manos libres.....	23 -
Figura 26: El multitrayecto de la señal de eco hace que el radar detecte blancos fantasma".....	30 -
Figura 27: Esquema de funcionamiento de un sistema radar .....	31 -
Figura 28: Esquema de una línea “stripline” .....	35 -
Figura 29: Esquema de una línea “microstrip” .....	36 -
Figura 30: Diferentes formas geométricas del parche .....	37 -
Figura 31: Ejemplo de diagramas de radiación de un parche. a) Diagrama en el plano E y b) Diagrama en el plano H.....	38 -
Figura 32: Alimentaciones por línea microstrip: a) Conexión directa de la línea microstrip a la antena y b) Conexión de la línea microstrip con inserciones. ....	39 -
Figura 33: Alimentación por sonda de cable coaxial .....	39 -
Figura 34: Alimentación por el método de proximidad .....	40 -
Figura 35: Alimentación por ranura .....	40 -
Figura 36: Estructura de una antena de parche con alimentación por proximidad.....	45 -
Figura 37: Vista principal del Modelo 1.....	48 -
Figura 38: Análisis del parámetro $S_{11}$ del Modelo 1 .....	49 -
Figura 39: Diagrama de radiación en 3 dimensiones del Modelo 1 .....	50 -
Figura 40: Diagrama de radiación en coordenadas polares del Modelo 1.....	51 -



Figura 41: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del Modelo 1.....	52 -
Figura 42: Vista principal del Modelo 2.....	53 -
Figura 43: Análisis del parámetro $S_{11}$ del Modelo 2 .....	54 -
Figura 44: Diagrama de radiación en 3 dimensiones del Modelo 2 .....	55 -
Figura 45: Diagrama de radiación en coordenadas polares del Modelo 2.....	55 -
Figura 46: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del Modelo 2.....	56 -
Figura 47: Vista principal del Modelo 3.....	58 -
Figura 48: Análisis del parámetro $S_{11}$ del Modelo 3 .....	58 -
Figura 49: Diagrama de radiación en 3 dimensiones del Modelo 3 .....	59 -
Figura 50: Diagrama de radiación en coordenadas polares del Modelo 3.....	60 -
Figura 51: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del Modelo 3.....	60 -
Figura 52: Vista principal del Modelo 4.....	62 -
Figura 53: Análisis del parámetro $S_{11}$ del Modelo 4 .....	63 -
Figura 54: Diagrama de radiación en 3 dimensiones del Modelo 4 .....	63 -
Figura 55: Diagrama de radiación en coordenadas polares del Modelo 4.....	64 -
Figura 56: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del Modelo 4.....	65 -
Figura 57: Vista principal del Modelo 5.....	66 -
Figura 58: Análisis del parámetro $S_{11}$ del Modelo 5 .....	67 -
Figura 59: Diagrama de radiación en 3 dimensiones del Modelo 5 .....	67 -
Figura 60: Diagrama de radiación en coordenadas polares del Modelo 5.....	68 -
Figura 61: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del Modelo 5.....	69 -
Figura 62: Antena Yagi-Uda (Array de dipolos).....	71 -
Figura 63: Array circular .....	72 -
Figura 64: Array lineal en bus .....	72 -
Figura 65: Array lineal 1x4 .....	73 -
Figura 66: Esquema circuital de un divisor de potencia Wilkinson.....	73 -
Figura 67: Divisor en 'T' .....	74 -
Figura 68: Híbrido en cuadratura. ....	74 -
Figura 69: Símbolo circuital del híbrido en cuadratura con desfase de $90^\circ$ .....	75 -
Figura 70: Estructura circuital de la red con híbridos en cuadratura.....	76 -
Figura 71: Diagrama de radiación en el que aparecen grating lobes.....	77 -
Figura 72: Esquema de la implementación del divisor en 'T' en el AWR.....	79 -
Figura 73: Parámetros S de adaptación desde el puerto 1 del divisor en 'T' .....	80 -
Figura 74: Valor de la fase de las señales de salida por los puertos 2 y 3 del divisor en 'T' .....	81 -
Figura 75: Aspecto físico del divisor en 'T' .....	81 -
Figura 76: Esquema de la implementación del divisor en branchline en el AWR.....	82 -
Figura 77: Parámetros S de adaptación desde el puerto 1 del divisor branchline .....	83 -
Figura 78: Valores de la fase de las señales de salida por los puertos 2 y 3 del divisor branchline .....	84 -
Figura 79: Parámetros S de adaptación desde el puerto 2 del divisor branchline .....	85 -
Figura 80: Aspecto físico del divisor branchline.....	86 -
Figura 81: Esquema de la implementación de la red de alimentación en árbol con divisores branchline en el AWR.....	87 -
Figura 82: Parámetros S de adaptación desde el puerto 1 de la red de alimentación con divisores branchline.....	88 -
Figura 83: Fase de las señales de salida por los puertos 2, 3, 4 y 5 de la red de alimentación con divisores branchline .....	89 -
Figura 84: Parámetros S de adaptación desde el puerto 2 de la red de alimentación con divisores branchline.....	90 -

Figura 85: Aspecto físico de la red de alimentación con divisores branchline .....	- 91 -
Figura 86: Esquema de la implementación de la red de alimentación en árbol con divisores en 'T' en el AWR.....	- 92 -
Figura 87: Parámetros S de adaptación desde el puerto 1 de la red de alimentación con divisores en 'T' .....	- 93 -
Figura 88: Fase de las señales de salida por los puertos 2, 3, 4 y 5 de la red de alimentación con divisores en 'T' .....	- 94 -
Figura 89: Parámetros S de adaptación desde el puerto 2 de la red de alimentación con divisores en 'T' .....	- 95 -
Figura 90: Aspecto físico de la red de alimentación con divisores en 'T' .....	- 95 -
Figura 91: Vista principal del array completo .....	- 96 -
Figura 92: Vista de la red de alimentación implementada en el CST .....	- 97 -
Figura 93: Parámetro $S_{11}$ del sistema completo .....	- 97 -
Figura 94: Diagrama de radiación en tres dimensiones del sistema completo.....	- 98 -
Figura 95: Diagrama de radiación en coordenadas polares del sistema completo ....	- 99 -
Figura 96: Diagrama de radiación representado en coordenadas cartesianas del sistema completo .....	- 99 -
Figura 97: Vista principal del array completo del modelo a fabricar.....	- 101 -
Figura 98: Parámetro $S_{11}$ del array completo del modelo a fabricar.....	- 102 -
Figura 99: Diagrama de radiación en tres dimensiones del modelo a fabricar.....	- 102 -
Figura 100: Diagrama de radiación en coordenadas polares del array completo del modelo a fabricar .....	- 103 -
Figura 101: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del array completo del modelo a fabricar .....	- 103 -

## Índice de tablas

Tabla 1: Bandas de frecuencia y usos en sistemas radar .....	- 27 -
Tabla 2: Permitividad y grosor de los sustratos disponibles .....	- 46 -
Tabla 3: Dimensiones y características del Modelo 1 .....	- 47 -
Tabla 4: Relación entre planos en coordenadas cartesianas y coordenadas esféricas -	52 -
Tabla 5: Dimensiones y características del Modelo 2 .....	- 53 -
Tabla 6: Dimensiones y características del Modelo 3 .....	- 57 -
Tabla 7: Dimensiones y características del Modelo 4 .....	- 61 -
Tabla 8: Dimensiones y características del Modelo 5 .....	- 65 -
Tabla 9: Sustratos disponibles para la fabricación en el laboratorio .....	- 100 -
Tabla 10: Comparativa de las dimensiones físicas entre el diseño teórico y el diseño a fabricar.....	- 100 -

## 1. INTRODUCCIÓN

En este primer punto y a modo de introducción, vamos a realizar un análisis del estado del arte de los servicios de comunicaciones, seguridad y ocio que podemos implementar en vehículos. Se presentan distintos dispositivos radiantes que se pueden incorporar a estos vehículos, los servicios que pueden ofrecer y la calidad de los mismos, debido, por ejemplo, a las limitaciones por movilidad o consumo.

Después plantearemos las bases teóricas en las que se basa un sistema radar, analizando las características que debe tener en cuanto a precisión, alcance o fiabilidad. Describimos la ecuación radar, algunos tipos de sistemas radar existentes, y brevemente el procesado que realizan del eco recibido.

Por último plantemos las motivaciones y los objetivos del proyecto.

### 1.1. Antenas para vehículos

El uso de servicios basados en radiofrecuencia en vehículos no es nuevo. Ya desde hace varias décadas, en los vehículos terrestres particulares, se ha implantado el servicio de radiodifusión de audio, y en los últimos años se ha incorporado el de telefonía móvil. En otro tipo de vehículos los servicios de comunicaciones analógicas llevan implantados muchos años, e incluso se usaban para implementar sistemas de seguridad como el radar o de navegación como la radionavegación por balizas terrestres, como por ejemplo la aviación civil y militar.

El concepto de vehículo como entidad con movimiento propio se ha asociado siempre a un acceso inalámbrico a los servicios tradicionalmente fijos. Y para ello juegan un papel preponderante las antenas y los sistemas de comunicación, ya que posibilitan que estos servicios sean posibles en un vehículo autónomo, es decir que no depende de cables o guías. Aunque también es cierto que por las características que tienen estos servicios, en ocasiones, podemos encontrar diversas dificultades para su funcionamiento.

Por ejemplo, algunos de estos sistemas no fueron diseñados o pensados para su funcionamiento con movilidad, por lo que podemos tener problemas. Algunos de estos servicios son la radiodifusión de video o audio digital. En este sentido debemos tener un especial cuidado con el “Efecto Doppler”, que consiste en un desplazamiento en el dominio de la frecuencia de la señal portadora, lo que puede deteriorar la calidad de funcionamiento.



Figura 1: Cambio en la frecuencia por el efecto Doppler

Cada servicio que implementemos usará una banda de frecuencias distinta (salvo casos muy concretos que usarán la misma, como GSM y GPRS), con lo que en principio deberemos tener una antena para recibir cada grupo de frecuencias, pero si el número de servicios crece mucho, el número de antenas lógicamente también lo hará. Por lo que con frecuencia se busca implementar varios servicios en una misma antena.

Otro punto capital será buscar un lugar adecuado en el vehículo para colocarlas. Debemos encontrar un emplazamiento óptimo para que el funcionamiento de la antena sea el correcto. Pero además deberemos tener en cuenta otras muchas variables. La interferencia electromagnética entre estos dispositivos (EMI) y la compatibilidad electromagnética (EMC) hacen que unas antenas se interfieran a otras por diversos motivos, por ejemplo estar cercanas en el espacio, emitir en frecuencias cercanas, usar un ancho de banda no adecuado, ser poco directivas, usar una polarización incompatible etc. También es importante destacar que los servicios de radiofrecuencia pueden interferir en sistemas electrónicos del vehículo, provocando un mal funcionamiento.

En un vehículo, cuya estructura suele estar formada por metales conductores, debemos tener en cuenta el efecto que pueden tener éstos en la radiación electromagnética. Pueden reflejar o distorsionar una señal impidiendo que el servicio funcione correctamente.

Además hay otros aspectos también importantes a la hora de decidir dónde situar una antena en un vehículo. El perfil aerodinámico no debe verse afectado por su situación, y si fuera necesario su colocación en el exterior del vehículo, deberá afectar lo menos posible a su resistencia aerodinámica. Debemos de tener en cuenta también que una antena colocada en el exterior de un vehículo puede resultar dañada por actos vandálicos y por condiciones meteorológicas adversas.

Normalmente contaremos también con el factor estético, que será otra condición más de diseño. En este sentido no sería deseable que el vehículo estuviera plagado de antenas.

Son muchos los servicios que podemos implementar gracias a la tecnología inalámbrica, se enumeran algunos a continuación.

En primer lugar podemos destacar la radiodifusión de radio analógica (AM, FM) y la futura radio digital. Hoy en día se tiende hacia la digitalización de tradicionales servicios analógicos, por eso aparece el concepto de radio digital. No se encuentra todavía muy extendida, ya que la radio FM ofrece una calidad muy similar, pero en un futuro no muy lejano acabará imponiéndose. Se trabaja en ambas vertientes, tanto en radio digital terrestre, siguiendo el estándar DAB-T, como en radio digital por satélite o SDARS (Satellite Digital Audio Radio Service). Ambas ofrecen una calidad de audio similar o ligeramente superior a la radio FM, pero con las ventajas de ser un servicio digital.

La telefonía celular es ya un servicio móvil, pero su incorporación para su uso en vehículos tiene ventajas como la no dependencia de la batería del dispositivo (si está conectado físicamente al vehículo), su uso más seguro (uso de tecnologías de manos libres, que son las únicas permitidas actualmente para el conductor) y una mayor comodidad. Además podremos disfrutar de contenidos multimedia propios de los terminales móviles.

La televisión en vehículos no es un servicio muy extendido, pero es posible su puesta en funcionamiento. Hoy en día, con la televisión analógica ya en la recta final de su existencia, el futuro de la televisión es totalmente digital. Podemos encontrarnos con problemas por la falta de cobertura y por cambios de zona (handover), en que recibiremos la señal de dos antenas distintas.

El servicio móvil de datos, hoy en día depende casi exclusivamente de la red móvil de telefonía. Sus condiciones de funcionamiento son más limitadas si cabe, que en el caso de la voz, ya que la cobertura de datos es menor que la de voz. Las redes actuales proporcionan una tasa binaria aceptable si las aplicaciones usadas son limitadas. Pero esta tasa resulta insuficiente si se requieren servicios con altos contenidos multimedia.

Además de los tradicionales servicios fijos de comunicación, que incorporamos al vehículo, la radiofrecuencia nos permite implementar sistemas de seguridad y ocio para el vehículo.

En este contexto uno de los campos en los que más se está trabajando es el de las aplicaciones radar. El radar es básicamente un sistema que emite una señal hacia un lugar concreto, esperando su respuesta, en forma de eco electromagnético, para averiguar alguna característica del blanco.

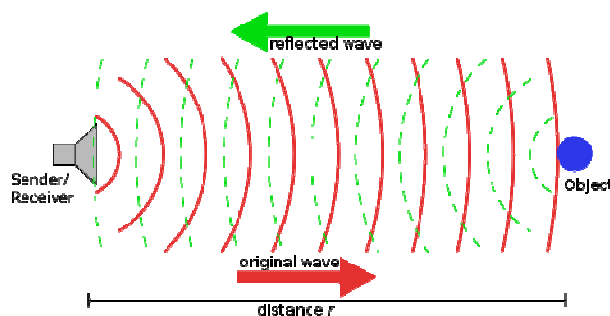


Figura 2: Esquema de funcionamiento de un sistema radar

Para vehículos civiles, usando este tipo de tecnología, podemos implementar sistemas de seguridad que nos avisen cuando la distancia al vehículo que nos precede sea menor que un determinado valor, o de manera equivalente, cuando la distancia de detención según sean las condiciones. En definitiva este sistema permite automatizar en cierta medida el control de las distancias con otros vehículos, con el objetivo de mejorar la seguridad en el vehículo. Puede tener otros usos, como son el control automático de estacionamiento, aviso de colisión frontal y lateral, o en su versión más avanzada, el control automático de crucero.

Este último por ejemplo, será un sistema que controle en todo momento la situación del vehículo, que hará posible que el conductor o piloto, no tenga que intervenir en la conducción, o reducir estas intervenciones al mínimo. Este sistema contará con un determinado número de dispositivos radar que controlarán las distancias a los objetos colindantes (normalmente otros vehículos) para mantener una distancia de seguridad con ellos. Otra parte de este sistema se podría encargar de la navegación autónoma del vehículo. Se están ensayando sistemas de radiobalizas instaladas en vías de circulación que harán posible que el sistema automático de crucero tome sus propias decisiones sobre la trayectoria a seguir en la vía. Los sistemas radar de detección de obstáculos junto con el sistema de vías balizadas, posibilitan la creación de sistemas que tiendan hacia la consecución de dispositivos automáticos de crucero.

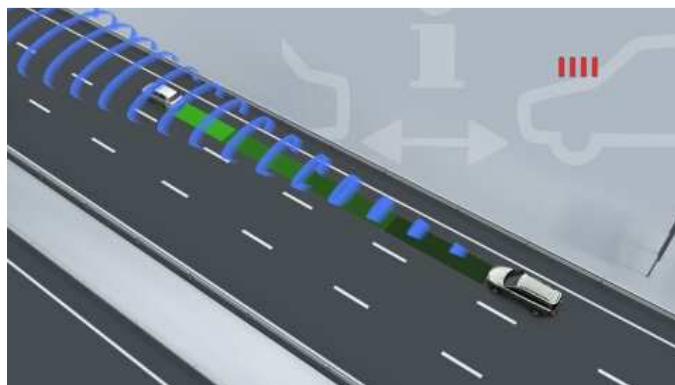


Figura 3: Aplicación del radar en un sistema de alerta por colisión delantera

Tanto en aviación civil como militar se utiliza hoy en día un sistema de radiobalizas similar al expuesto. Tenemos diversas versiones, pero hoy en día destacamos el sistema VOR (VHF Omnidirectional Range), que simula una antena de VHF giratoria (va cambiando la fase de la señal), radiando una señal modulada en amplitud. Al observar la fase de la señal modulada podemos saber en que dirección está la baliza y por lo tanto situarnos en las aerovías. El uso del VOR, que nos indica la dirección de la radiobaliza, suele ir acompañado de un equipo DME (Distance Measuring Equipment). Esta baliza emite en la banda UHF (entre 960 y 1200 MHz) y su funcionamiento es muy similar al de un radar, ya que se basa en el cálculo del tiempo de propagación de los ecos enviados tanto por el vehículo como por la baliza en tierra. Esta tecnología en aeronaves militares recibe el nombre de TACAN (TACTical Air Navigation). Tiene un nombre distinto ya que suele tener estaciones propias de uso exclusivo militar, aunque pueda usar también las estaciones de aviación civil.

En vehículos acuáticos se utiliza un sistema similar de navegación con ayudas terrestres para la navegación cercana a la costa, y un sistema de balizas satélite para la navegación lejos de la costa.



Figura 4: Sistema DME en avión civil y militar

Existen otras aplicaciones de este tipo de sistemas como pueden ser el radar meteorológico, usado en vehículos acuáticos y aéreos de medio y gran tamaño. El funcionamiento de este sistema se basa en la emisión de una señal electromagnética de alta frecuencia (del orden de varios GHz) que se refleja de una forma o de otra según el fenómeno meteorológico que tengamos al alcance y su magnitud. Sobre el eco recibido se realizan cálculos para estimar con mayor precisión su situación.

En vehículos, sobre todo militares, también podemos encontrar también sistemas radar para la identificación principalmente de otros vehículos. Este tipo de radares puede saber si algún vehículo o algún otro objeto se mueven por las cercanías del nuestro. Sobre todo se equipan con estos dispositivos aeronaves, barcos de combate y submarinos.

Otro sistema radio ampliamente extendido para su uso en vehículos es la tecnología bluetooth. Permite la conexión de diversos dispositivos personales como PDAs, teléfonos móviles, reproductores de audio y video, navegadores, etc.

El bluetooth nos permite la implementación de un sistema de “manos libres” para telefonía móvil sin una conexión física, lo que nos da mayor movilidad, sin ser necesaria la desconexión ni la conexión de dicho dispositivo al entrar o salir del vehículo, al realizarse de forma automática.



Figura 5: Manos libres externo con tecnología bluetooth

Podemos exportar audio de alta calidad al sistema de sonido del vehículo desde teléfonos móviles, reproductores de música, o PDAs.

El tipo de antenas que podemos usar para vehículos es variado, aunque la mayor restricción que encontramos es su tamaño y su posible emplazamiento. En general se necesita una antena de un tamaño reducido, y que su forma se adapte al lugar de instalación. Debemos reducir el número de antenas exteriores al mínimo ya sea por una cuestión de coste, estética, aerodinámica, o de mantenimiento.

Cada tipo de antena tendrá sus aplicaciones dependiendo la banda de frecuencias recibida, la polarización, el tipo de cobertura (satelital o terrestre), según sea el servicio (de únicamente recepción o bidireccional), etc.

Vamos a enumerando algunos ejemplos de tipo de antenas que podemos instalar en vehículo, describiendo para qué servicios son adecuados, y cuáles son sus ventajas e inconvenientes principales.

Las antenas de hilo se realizan a partir de un conductor metálico, con dicha forma y con una longitud determinada. En general son antenas muy sencillas, y no por ello tienen mal rendimiento. En este conductor podemos variar la corriente que lo recorre, consiguiendo así diferentes efectos en el funcionamiento. Esta distribución de corriente podrá ser uniforme (en un caso ideal), triangular (la función intensidad que alimenta la antena tiene forma de triángulo), de onda estacionaria o senoidal (la función intensidad tiene forma de seno) y de onda progresiva (el módulo de la intensidad es constante, pero la fase va variando).



El problema de este tipo de antenas, es que a pesar de que para su instalación requieren de poco espacio, suelen ser bastante grandes, y pueden causar problemas. Dentro de las antenas de hilo podemos distinguir varios tipos.

En un primer lugar los dipolos, es la antena de hilo más básica. Se trata de un tramo de conductor en forma de hilo de longitud conocida, de forma que su radio es despreciable frente a su longitud. El dipolo tiene un diagrama de radiación omniacimutal, es decir radia de igual forma en cualquier el plano perpendicular a la antena y presenta una polarización lineal vertical.



Figura 6: Antena tipo dipolo, con alimentación central

Podemos tener distintos tamaños como  $\lambda/4$ ,  $\lambda/2$ ,  $\lambda$ ,  $2\lambda$  etc., variando en cada uno de ellos el diagrama de radiación. Cuanto más grande es la antena, mayor será la directividad, es decir el lóbulo principal será más estrecho.

También podemos destacar el dipolo corto o infinitesimal. Para que un dipolo sea considerado corto, su longitud debe ser mucho menor que la longitud de onda ' $\lambda$ '. Esta antena tiene unos parámetros ya definidos como son su directividad de 1.5 y su diagrama de radiación con los nulos de radiación en el eje del dipolo.

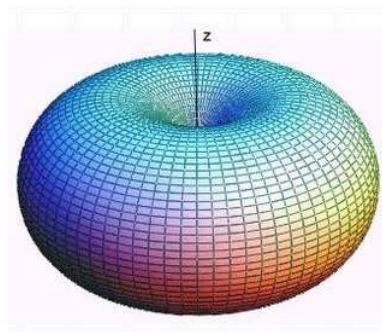


Figura 7: Diagrama de radiación de un dipolo con corriente uniforme

Para aplicaciones en vehículos también se puede usar el monopolo sobre plano de masa. Esta antena es simplemente un dipolo que se coloca sobre un plano de masa “infinito” (en relación a la longitud del dipolo), que será la estructura del vehículo. Se consigue unos resultados mejores que con el dipolo, ya que no radia en dirección al conductor, y la densidad de potencia radiada en las otras direcciones es mayor.

El monopolo se puede colocar sobre el conductor metálico que deseemos, en el exterior del vehículo. Normalmente se suelen colocar en el techo del vehículo o en el portón trasero.



Figura 8: Antena de hilo monopolo sobre plano de masa, colocado en el techo del vehículo

Otra antena usada para vehículos es la antena helicoidal. Está formada por un hilo largo enrollado sobre un dieléctrico o simplemente sobre el aire si la estructura lo permite, es decir tomando forma de solenoide.

Se usa para acortar la longitud de un monopolo y además mejorar su funcionamiento, ya que este tipo de modificaciones aumenta la impedancia del hilo, mejorando así la eficiencia de la antena. Debemos decir que con este tipo de antenas conseguimos polarización circular, mientras que con un solo monopolo no era posible.

Esto puede suponer una gran ventaja en los casos que necesitemos polarización circular, pero lógicamente no lo es, si deseamos polarización lineal, ya que las pérdidas por polarización aumentarían.

Las antenas helicoidales se deben situar en los mismos lugares que un monopolo, es decir sobre un plano conductor.



Figura 9: Monopolo enrollado, o antena helicoidal

Otras antenas interesantes para su uso en vehículos son las denominadas antenas planas. Las antenas planas son definidas así por su forma, que hace muy interesante su uso en vehículos, ya que se adaptan muy bien a las superficies del vehículo. Es lo que se conoce como antenas conformes.

Las antenas impresas o microstrip, son muy usadas hoy en día en el mundo de las telecomunicaciones por su reducido tamaño, su bajo coste, y sus buenas prestaciones. También son muy usadas para aplicaciones en vehículos. Entre este tipo de antenas podemos destacar las de tipo parche.

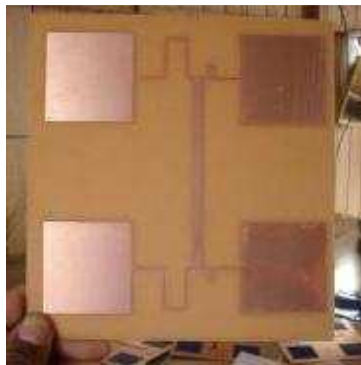


Figura 10: Antena plana impresa. Vemos los distintos parches cuadrados

Las antenas tipo parche son una antenas de banda limitada formadas por una línea de transmisión microstrip, terminada en una metalización más amplia. Cambiando la forma del parche podremos obtener distintas frecuencias de trabajo, diagramas de radicación o polarizaciones, según el servicio al que vaya destinado. La alimentación de este tipo de antenas puede ser a través de una línea impresa (microstrip por ejemplo), sonda coaxial, ranuras etc.

El diagrama de radiación de estas antenas tiene su máximo en la dirección perpendicular al plano de la antenna. Las antenas de parche tienen una pequeña componente de radiación trasera.

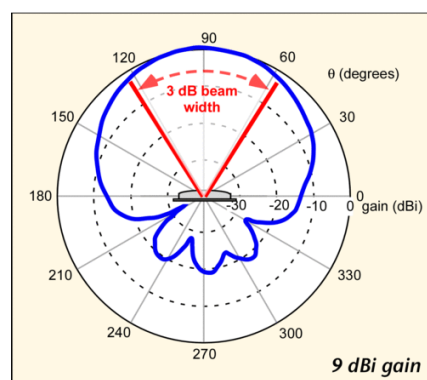


Figura 11: Diagrama de radiación de una antena de parche rectangular

El uso en vehículos de este tipo de antenas es muy interesante, ya que pueden cubrir un amplio rango de servicios. Con estas antenas podemos usar técnicas de conformado, que integren la antena en la superficie del vehículo. Además debido a su reducido tamaño, también podemos optar por su instalación bajo otras estructuras como el cuadro de mando.

Las antenas de parche se pueden utilizar para implementar radares de apertura sintética o SAR. Este tipo de antenas radia a través de una sucesión de pulsos en una frecuencia determinada (la frecuencia radar). Una parte de la energía que se propaga, vuelve a la antena (eco). Un sensor mide la intensidad y el retardo del eco, con respecto a la señal emitida. Con esta información se forman las “imágenes radar”, que nos darán información acerca de la distancia y características de los objetos colindantes. En “imágenes radar” se trabaja muestreando las señales. Estas imágenes están compuestas por muchos puntos o elementos denominados píxeles y cada uno representa un eco de vuelta detectado.

Estas antenas se usan a alta frecuencia (del orden de varios GHz), y por eso sufren importantes atenuaciones. Como ya hemos mencionado, debemos situarlas en el exterior del vehículo conformes a la superficie, u ocultas tras materiales no conductores.

Hay otro tipo de antenas planas, que están formadas por un hilo extenso, enrollado en un plano en forma de espiral. Se usan de forma similar a las antenas de hilo, pero debido a su mayor tamaño, tienen una ganancia superior, lo que puede ser necesario para algunos servicios.

Puede situarse en la estructura del vehículo, cuidando que el material que la cubra no sea conductor, o en los cristales del vehículo. Al contrario que una antena de hilo, que puede alimentarse por los extremos o por el medio, estas antenas se alimentan por los extremos del hilo, bien por el centro, o por la parte exterior de la espiral. Son antenas usadas para la recepción de radio FM, AM o servicios vía satélite.

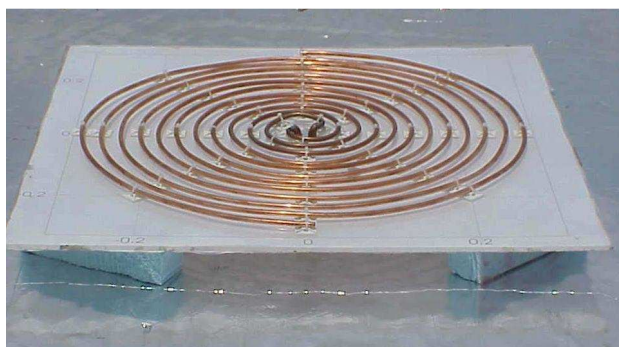


Figura 12: Antena plana en espiral

También podemos usar agrupamientos de antenas o arrays para conseguir modificar el diagrama de radiación de la antena o incrementar su ganancia. El uso de arrays tiene un uso especialmente destacable en los sistemas radar. Podemos cambiar la dirección de apuntamiento del array cambiando las fases de alimentación de los elementos, con lo que realizaremos barridos electrónicos para obtener con más detalle las características de los objetos colindantes.

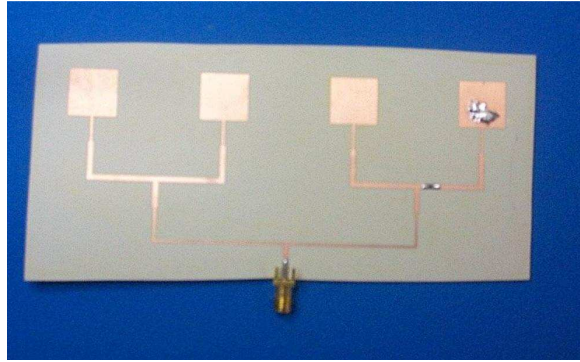


Figura 12: Array de parches cuadrados, con alimentación en árbol

Una técnica usada típicamente en vehículos es la diversidad espacial. Consiste en colocar varias antenas similares en varios lugares del vehículo. Cada antena recibirá una señal distinta, y cada contribución se utilizará aditivamente para generar la señal, y obtener así un mejor rendimiento. Además esta aplicación es muy útil, si existen variaciones apreciables en los niveles de recepción de la señal en las distintas partes del vehículo.



Figura 13: Conjunto de antenas con diversidad, con 4 vías

Para situar las antenas en los vehículos, debemos tener en cuenta que cada zona tiene sus características de radiación, y el impacto que causará la antena si la colocamos ahí. Situar una antena en el exterior del vehículo, sobresaliendo de la estructura de este, es una opción que debemos evitar, salvo que no haya otra alternativa. A veces es inevitable colocarla en el techo del vehículo, ya sea por razones de rendimiento (sobre un plano “infinito de masa”), o porque el tamaño es excesivo para colocarla en otro lugar.

Otra opción mejor es situarla en el exterior del vehículo pero conforme a su superficie, es decir adaptando la forma de la antena a la superficie del vehículo. Esto es posible con algunas antenas, como las antenas planas, pero otras no nos permiten simular la superficie. Las antenas de hilo, por ejemplo no se pueden situar longitudinalmente sobre un conductor metálico, ya que su funcionamiento se ve claramente perjudicado. Algunos ejemplos de conformado, es la adaptación de antenas planas para su incorporación en los cristales del vehículo, en bajo partes planas de la carrocería o en los marcos de las ventanas del vehículo.

Podemos también instalar las antenas, bajo el cuadro de mandos del vehículo, aunque en este lugar el espacio disponible para este fin es muy reducido. Podremos situar antenas pequeñas, o adaptables a distintas formas.

En cada zona que coloquemos debemos tener en cuenta las interferencias que puedan crear otras antenas cercanas, y también las que podamos causar en otros sistemas. Son especialmente críticos los sistemas electrónicos de seguridad que pueden presentar un funcionamiento anómalo, por la interacción electromagnética de estos dispositivos radiantes.

Como ya hemos comentado la estructura de un vehículo es normalmente metálica, es decir conductora, lo que puede afectar a la radiación y recepción de señales electromagnéticas. Si por ejemplo intentamos conformar una antena bajo la superficie del vehículo, podemos encontrarnos con problemas, ya que aunque el material que la cubre no sea conductor, los materiales metálicos adyacentes puede modificar su diagrama de radiación hasta el punto de no permitir su funcionamiento.

A continuación detallaremos algunos de los servicios que podemos implementar en vehículos.

Como ya hemos detallado anteriormente, en nuestro vehículo encontramos numerosos servicios vía radio. Cada servicio ocupará una banda distinta de frecuencias, y utilizará polarizaciones distintas, por lo que en un principio necesitaremos una antena para cada servicio. Sin embargo el número de antenas crecería muchísimo y se tiende a implementar varios servicios en la misma antena.

En la recepción de audio, debemos distinguir entre la radio analógica tradicional y la distribución de audio digital. No es tema a tratar aquí, las ventajas y desventajas de cada sistema, pero se debe comentar que se tiende, aunque lentamente, hacia la radiodifusión de audio digital, por su mayor calidad, y las mayores posibilidades en cuanto a contenidos que permite. La digitalización no es tan rápida como por ejemplo en la televisión, porque la radio analógica FM, nos proporciona una calidad de sonido similar a la radio digital, sin embargo en el caso de la televisión si hay mucha diferencia entre el funcionamiento analógico y el digital.

El audio AM, es una radiodifusión analógica que basa su funcionamiento en una modulación en amplitud. Para la recepción de este tipo de servicio en un vehículo, se usa una antena de hilo tipo monopolo sobre plano de masa. Normalmente este monopolo se sitúa en el techo o en el portón trasero, usando como plano de masa la estructura vehículo. En España se usa la banda comprendida entre los 526.5kHz y los 1606.5kHz que pertenece al rango MF (Medium Frequency). Es un servicio muy usado, y se proporciona cobertura en prácticamente todo el territorio.

También responde al nombre de “Onda Media”, en relación a otras 2 bandas usadas para la difusión de audio y moduladas en amplitud o en SSB (Single Side Band) como son la “Onda Corta” (SW) y la “Onda Larga” (LW), menos usadas en la implantación en vehículos, ya que permiten emisiones internacionales.

El audio FM, es un servicio difusión de audio analógico, que se basa en una modulación en frecuencia. Ofrece una calidad superior a la del audio AM. Para su funcionamiento en un vehículo se usa una antena de hilo tipo monopolo sobre plano de masa, análoga a la del audio AM. De hecho se suele usar la misma antena para recibir la señal AM y la señal FM. Se utiliza la banda comprendida entre los 87.5MHz y los 108MHz que pertenece al rango VHF (Very High Frequency). Es también un servicio muy usado y se proporciona cobertura en prácticamente todo el territorio, pero no de forma tan estable como la radio AM, ya que usa una banda de frecuencias más alta. En los últimos años se ha mejorado la radio FM incorporando el servicio llamado RDS (Radio Data System). Consiste en el envío de señales inaudibles que contienen datos sobre la emisora sintonizada, como pueden ser el nombre, el tipo de programa, la frecuencia alternativa, hora y fecha, anuncios etc. Este servicio ofrece ventajas, como saber que emisora estamos escuchando, poder seguir recibiendo la emisora aunque nos salgamos de la zona de cobertura, ya que el sintonizador cambia a la frecuencia alternativa. Este nuevo servicio añadido a que la calidad de la radio FM es buena, ha producido que se retrase la implantación de la radio digital.

Para la difusión de audio digital, debemos distinguir dos estándares que tienen la misma base, la digitalización del audio. Se diferencian en la forma difusión, ya que uno de ellos es terrestre (DAB-T → Digital Audio Broadcasting by Terrestrial) y otro es satélite (DAB-S → Digital Audio Broadcasting by Satellite o SDARS → Satellite Digital Audio Radio Service).

El sistema de radio digital lleva en funcionamiento desde 1987. Desde entonces se ha ido desarrollando lentamente, pero hoy en día se encuentra escasamente implantado. El funcionamiento de este sistema es similar al de la televisión digital. Se definen multiplex, donde irán alojados 6 canales o emisoras. Utiliza una codificación de fuente de tipo MP2, la capa II del estándar MPEG1, que nos ofrece una calidad cercana al CD. Sin embargo usando más canales podemos proporcionar emisoras de mayor calidad, siempre que el receptor esté preparado. Como codificación de canal usa la llamada COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex), que permite una mejor recepción, ya que distribuye la información en un mayor número de frecuencias y reduce la distorsión por el multitrayecto. También reduce las interferencias y perturbaciones de otros sistemas. Usa el rango de frecuencias comprendido entre 30 MHz y 3 GHz (dependiendo si se realiza distribución terrestre o satélite).

Cada canal proporcionará el audio correspondiente a la emisión, y además un sistema de protección frente a errores, y otros servicios adicionales.

Este sistema de radio digital implementa una aplicación muy interesante para vehículos como puede ser el TPEG (Transport Protocol Experts Group). Es una tecnología que nos informa de sobre la situación del tráfico, pero de forma personal, es decir el usuario sólo recibirá las noticias que le interesan, según la ruta que esté realizando. Este servicio proporciona una información de tráfico muy detallada con actualizaciones periódicas (prácticamente instantáneas). Además esta tecnología puede estar integrada en el dispositivo de navegación para planificar la ruta o sugerir alternativas, según la situación del tráfico.

La antena es similar a la usada para la radio FM. Se puede usar una antena de hilo, tipo monopolo sobre plano de masa. Es posible usar la misma antena para recibir radio digital y radio analógica.

La tecnología DAB puede caer en desuso, ya que emplea estándares muy atrasados (El MP2, tiene escasa utilidad ya que ha sido desplazado por el MP3, que ofrece una reducción en la tasa binaria), y no se ha terminado de implantar.

Otro servicio que puede ser interesante en vehículos es de la recepción de televisión digital, ya que la televisión analógica está apurando sus últimos días. La televisión digital o TDT (Televisión Digital Terrestre) con movilidad se basa en el estándar DVB-H (Digital Video Broadcasting Handheld). Es la adaptación del DVB-T, pero para dispositivos portátiles y con movilidad. Hay innumerables ventajas como puede ser la de un menor consumo, por la utilización del “time-slicing” (aprovecha las esperas en la transmisión ahorrando así energía). Este método sirve también para hacer posible el “handover” de manera eficiente. En los silencios creados por el “time-slicing” el receptor aprovecha para buscar otras frecuencias alternativas, sin interrumpir el servicio en curso.

Este estándar también mejora la recepción, ya que en dispositivos móviles las antenas son más pequeñas. Se usa el protocolo MPE-FEC (Multi Protocol Encapsulation/ Forward Error Correction), que deriva de la categoría de sistemas FEC de corrección de errores. El uso de este protocolo es opcional, pero mejora notablemente la relación portadora a ruido y minimiza el “Efecto Doppler”, que es uno de los mayores problemas en dispositivos móviles. También se define el DVB-SH, para transmisiones en la banda S en vez de en UHF, usando cobertura satélite.

La codificación de fuente es la misma que en DVB-T. Se usa el estándar MPEG2. El espectro se divide en múltiplex o contenedores, en los que irán alojados 4 o 5 canales de televisión según sea la calidad deseada. La codificación MPEG2 nos permite variar los parámetros de calidad dentro del múltiplex, por lo que podemos hacer que algunos canales tengan más calidad que otros. Se utiliza la modulación COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) que hace que la señal sea resistente a los efectos del multitrayecto, ya que la energía está dividida en varias portadoras ortogonales, lo que facilita la modulación. En recepción se aprovechan las múltiples componentes para generar una señal recibida con una relación señal a ruido mejor.

Si utilizamos el estándar DVB-H, en la banda UHF, necesitaremos una antena de hilo, tipo monopolo sobre plano de masa, que podemos instalar en el techo del vehículo. Si su diseño lo permite, es posible usar la misma antena que para la recepción de audio FM/AM y DAB.

El servicio de telefonía móvil, o celular es básico hoy en día, por lo que su implantación en vehículos es toda una realidad. Se usa el sistema GSM que proporciona voz digital. Para poner en funcionamiento estos sistemas, suele usarse antenas impresas, tipo microstrip o también llamadas de “parche”. No es necesario que vayan situadas en el exterior del vehículo, por lo que se intenta ocultarlas en el cuadro de mandos o salpicadero del vehículo. Anteriormente se usan monopolos sobre plano de masa [15], pero hoy en día se usan antenas de parches, al ser más pequeñas y permitir la implementación de servicios simultáneos (datos) en el mismo dispositivo.

Este sistema de telefonía usa frecuencias alrededor de 900 MHz y de 1800 MHz y nos ofrece una cobertura estable en la mayoría del territorio nacional.





Figura 14: Monopolo de alta ganancia para servicio GSM de voz. Usada en las primeras implementaciones en vehículos.

Otro servicio en pleno auge hoy en día es el de la radiodeterminación por satélite. Cada vez es más interesante tener integrado en el vehículo un sistema de radionavegación. Esto implica el disponer de una antena para recibir la señal de los satélites, pero con la característica de que tiene que existir visión directa entre dicha antena y los satélites usados, lo que condiciona el lugar de colocación. Generalmente usaremos una antena impresa tipo microstrip o “parche”. Para situarla en el vehículo podemos elegir entre la parte posterior del techo del vehículo o bajo el cuadro de mandos. En algunos casos encontramos las llamadas antenas de “aleta de tiburón” por su forma similar a la aleta dorsal de un tiburón, situadas en el techo del vehículo.



Figura 15: Antena de aleta de tiburón. Puede integrar servicios de radiodeterminación por satélite y radio

Si la antena está situada bajo o sobre el salpicadero debemos tener en cuenta el tipo de cristal del que está fabricado el parabrisas. Algunas lunas, llamadas “Cristales Térmicos” estarán formadas por dos láminas de cristal entre las que encontramos una fina capa de un conductor metálico, normalmente estaño. Esta capa tiene como objetivo que gran parte de la radiación infrarroja se refleje y no penetre en el habitáculo del vehículo reduciendo así el calentamiento del mismo. Este tipo de cristales hacen que la señal del satélite se vea distorsionada y atenuada, por lo que el funcionamiento será malo. Normalmente, estos cristales dejan una zona sin lámina conductora para que penetre la radiación electromagnética y puedan funcionar correctamente los servicios de radionavegación.



Figura 16: Antena de radiodeterminación por satélite externa, para su colocación en el salpicadero

Actualmente hay dos sistemas de radionavegación en funcionamiento: El GPS (Norteamericano) y el GLONNAS (Ruso). El GPS es la base de la radionavegación ya que el sistema GLONNAS se encuentra en un estado precario por los problemas económicos de Rusia a finales de los años 90 y principio del S XXI.

En los próximos años se implantará el Sistema Galileo, el sistema de radionavegación por satélite europeo. En el caso del diseño una antena, deberemos asegurarnos una compatibilidad futura con este sistema.

El GPS opera en una frecuencia de 1575 MHz y usa una polarización circular a derechas (RHC). Se usa esta polarización ya que un enlace vía satélite se ve afectado de forma importante por las distorsiones ionosféricas, que hacen que una polarización lineal rote, y las pérdidas por polarización en el receptor sean importantes. Debemos tener en cuenta que la polarización es un factor clave en la radionavegación, diseñando nuestra antena de forma adecuada, y cuidando que el lugar de instalación no perjudique el funcionamiento del sistema de navegación.

El sistema Galileo opera en varias bandas de frecuencias que van desde 1164 MHz hasta 1591 MHz.

Hoy en día es imprescindible un acceso a la red global Internet a través de una conexión de datos de banda ancha. El uso de la conexión de datos puede ser muy diverso. Desde aplicaciones relacionadas con el ocio, comunicaciones personales, o incluso, en el caso de turismo, información acerca del tráfico y el estado de las carreteras. La conexión de datos también puede proporcionar un control telemático sobre el estado del vehículo por parte de especialistas. Para ponerla en práctica podemos optar por varios sistemas de acceso

El sistema de datos con movilidad más implantado hoy en día es el que nos dan las redes celulares. Podemos distinguir diversos sistemas de acceso que se distinguen por la tasa binaria que ofrecen.

En primer lugar tenemos el GPRS (General Packet Radio Service) que usa la misma estructura que GSM, pero implementando conmutación de paquetes, en lugar de la tradicional conmutación de circuitos de GSM. Se consigue una tasa binaria muy moderada, del orden 60 kbps, en condiciones óptimas, aunque con gran movilidad, como en el caso de vehículos, el rendimiento empeora bastante. Como funciona en la red GSM, usará la misma banda de frecuencias que dicho sistema, por lo que la antena correspondiente para dar servicio será la misma que para los servicios de voz.

La tercera generación de telefonía, llamada UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), proporciona una tasa binaria de hasta 2 Mbps, en condiciones óptimas de baja movilidad, aunque en gran movilidad, al igual que GPRS el rendimiento decae bastante. La principal novedad de esta tecnología, es que usa WCDMA (Wide Code Division Multiple Access) en lugar del TDMA (Time Division Multiple Access) y FDMA (Frequency Division Multiple Access) que usaban GSM y GPRS.

La tecnología UMTS usa unas bandas de frecuencias distintas que los sistemas anteriores. Se sitúan en frecuencias entre los 1885-2025 MHz y 2110-2200 MHz. Lo que se intentará al diseñar la antena es implementar ambos servicios (voz y datos UMTS) en la misma antena, al igual que hacen los teléfonos móviles de tercera generación.

Un avance de la tercera generación es la tecnología HSDPA (High Speed Data Packet Access), llamada 3.5G como evolución del UMTS. Nos ofrece un rendimiento bastante superior, con tasas binarias cercanas a los 10 Mbps en condiciones favorables, bajando bastante el rendimiento en situaciones de gran movilidad.

Usa WCDMA al igual que la tecnología UMTS, pero en la banda de 5 GHz. A la hora de diseñar la antena deberemos tener en cuenta que sería conveniente poder recibir estos servicios por un mismo dispositivo, aunque las bandas de trabajo sean distintas.



Figura 17: Antena de alta ganancia para GPRS/UMTS/HSDPA, para mejorar la cobertura en vehículos

Las tecnologías futuras como el 3.9G o 4G permitirán un acceso de datos de banda ancha con tasas binarias muy superiores a las actuales. Todavía no se encuentran estandarizadas, pero se han realizado pruebas en países como Japón y China, con resultados muy positivos.

La tecnología 3.9G, precursora de la cuarta generación ofrecerá una tasa binaria de 100 Mbps en condiciones favorables, y unos 20 Mbps en condiciones de gran movilidad, como el caso de vehículos.

La tecnología 4G irá más allá y ofrecerá unas tasas aproximadas de 1 Gbps en condiciones favorables, y hasta 100 Mbps en condiciones de gran movilidad.

A parte de las tecnologías celulares para tener un acceso de datos de banda ancha, podemos usar tecnologías ya existentes como puede ser los estándares WLAN. Estas redes de área local, nos proporcionan una gran tasa binaria, y un verdadero acceso de banda ancha. Las últimas versiones del estándar IEEE 802.11 nos proporcionan velocidades de datos superiores a las de la red cableada “Fast Ethernet”, es decir más de 100 Mbps. El problema de esta tecnología para su aplicación en vehículos, será que las versiones puestas en funcionamiento actualmente (estándares IEEE 802.11 b, g y n), carecen de un sistema de handover, que son incapaces de ofrecer un traspaso entre una red y otra. Para solucionar este problema se ha aprobado un nuevo estándar, el IEEE 802.11-r, que ofrece la posibilidad de cambiar rápidamente de punto de acceso sin que la comunicación de datos sufra a penas cortes. Es un procedimiento similar al handover de los sistemas celulares de telefonía.

La tecnología WLAN, usa diferentes bandas de frecuencias, ya que el estándar ‘b’ y el ‘g’ operan en la banda de 2.4 GHz, pero el estándar ‘n’ trabaja en la banda 2.4 GHz y en la banda de 5 GHz. Los receptores IEEE 802.11-n son compatibles hacia atrás es decir que pueden trabajar bajo redes tipo ‘b’ o ‘g’. Para dar servicio a este sistema podemos usar antenas impresas de tipo microstrip, o de parche. También es común el uso de antenas de hilo, como dipolos o monopolos. Para su incorporación en un vehículo debemos tener en cuenta que no es necesario visibilidad directa con el punto de acceso, por lo que no es necesario que sobresalga de la superficie. Podemos instalarla en el interior del vehículo o diseñarla conforme a la superficie del vehículo (adaptada a la forma del vehículo).

La tecnología WiMAX es otra tecnología de datos de banda ancha. Este sistema opera en grandes celdas, mayores que las de telefonía celular, ofreciendo unas tasas binarias bastante considerables, del orden de 20 o 30 Mbps en condiciones de movilidad. Es todavía un sistema poco implantado pero se espera que en un futuro próximo sea un apoyo a las redes celulares para el acceso a datos. WiMAX opera en bandas de frecuencias alrededor de 2.5 GHz, 3.5 GHz (ambas con licencia) y 5.4 GHz (uso libre). La antena WiMAX debe integrar la recepción de estas tres bandas para su correcto funcionamiento. Como dispositivo de recepción podemos usar una antena impresa tipo microstrip o una antena de hilo tipo dipolo o monopolo. Como para la tecnología WLAN, la situación de las antenas no es determinante para el funcionamiento del servicio y no es necesaria su localización en el exterior del vehículo. Podría localizarse en el interior del mismo, bajo el salpicadero por ejemplo, o bien conforme a la superficie del vehículo.



Figura 18: Servicios que puede dar WiMAX en vehículos

Además de todas estas tecnologías de datos, podemos implementar un acceso de datos por satélite. Este tipo de servicio nos ofrece una cobertura global (si la constelación de satélites es completa, o se tienen satélites geoestacionarios), un ancho de banda aceptable, pero el precio es muy elevado con relación a otras tecnologías. Además la transmisión satelital tiene en general buena calidad, pero bastante retardo. Son frecuentes pequeñas caídas de servicio bien por el eclipse de satélites (si no se trabaja con geoestacionarios), por condiciones atmosféricas adversas (menores en nuestro caso al tratarse de una banda de frecuencias más bajas) o por cobertura deficiente (por ejemplo, entre edificios).

El acceso por satélite se basa en un canal asimétrico, ya que el tráfico será distinto en ambas direcciones (mayor en el sentido downlink). El control y el acceso al servicio está centralizado en tierra, y este nos dará acceso a la red de datos que usemos.

El sistema debe estar preparado para manejar el handover entre satélites, ya que estamos en un servicio móvil. Hoy en día se está imponiendo el sistema AVL (Automatic Vehicle Location) para mejorar el servicio, y no producir cortes. Este sistema se sirve también de la señal GPS para localizar los vehículos.

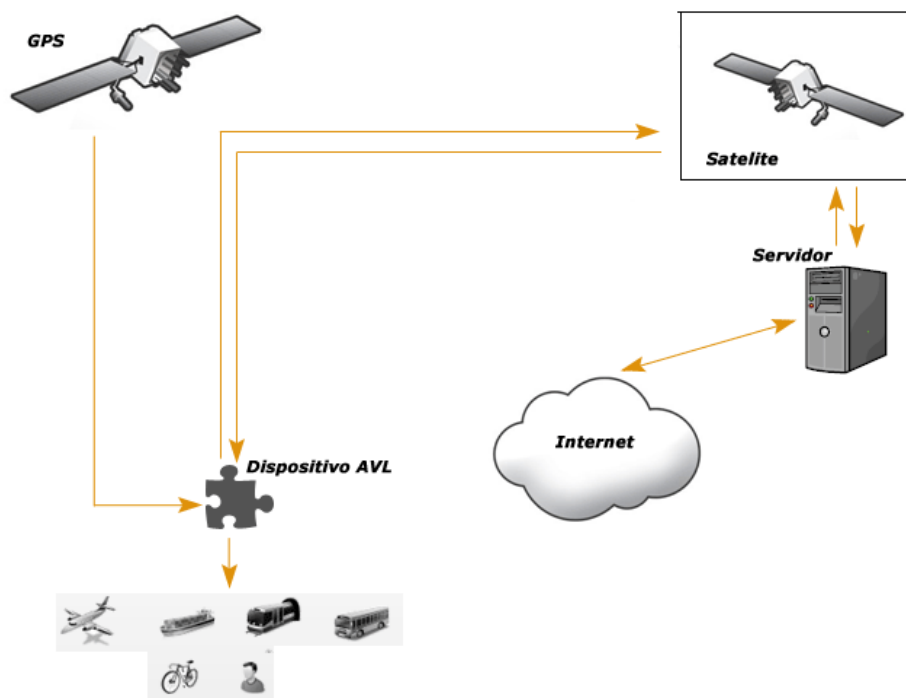


Figura 19: Servicio vía satélite de datos para acceso a internet.

Además al implementar una red IP (Internet) en un sistema satelital, debemos tener en cuenta el retardo, las condiciones variables del entorno o variabilidad del ancho de banda disponible.

Para servicios móviles usamos la banda L, con el canal uplink en 1.6265-1.6605 GHz y el canal downlink en 1.530-1.559 GHz. Como vemos el canal para más alta frecuencia se reserva para la emisión de los dispositivos terrestres, y los de más baja frecuencia para la emisión del satélite. Esto se hace así ya que para las frecuencias más bajas es necesaria una potencia de transmisión menor, factor crítico en los satélites. Para el funcionamiento de este sistema usaremos una antena omnidireccional de baja potencia. Puede ser una antena impresa tipo microstrip.

Los sistemas que utilizan la tecnología radar para su funcionamiento, son los que están sufriendo un mayor avance. Como ya hemos comentado anteriormente, un radar es simplemente una antena de muy alta frecuencia, que envía una señal hacia un objeto, y según la respuesta que reciba se puede calcular la distancia, algunas características del objeto (velocidad, tipo de objeto, tamaño etc)

Con este tipo de sistemas pueden implementarse muchos sistemas de seguridad, e incluso mejorar los ya existentes.

Uno de los nuevos sistemas de seguridad que funciona gracias a la tecnología radar es el “Control de Aviso por Colisión”. El radar irá calculando la distancia con el vehículo que le precede, y teniendo en cuenta la velocidad de nuestro vehículo, las condiciones de la vía (temperatura, condiciones meteorológicas etc) calcula la distancia de seguridad adecuada. Si nuestra distancia actual es menor que la de seguridad, el sistema emitirá una alerta. El sistema sólo nos avisa del peligro, pero no toma ninguna decisión para modificar la trayectoria ni la marcha del vehículo.



Figura 20:Antena radar se instalada en la parte delantera del vehículo

La evolución de este sistema, es el “Control del Crucero Inteligente”. Este sistema utiliza el sistema radar para ir analizando su entorno y poder actuar en consecuencia de forma autónoma. Cuando se encuentra activado este sistema ejecutará las maniobras necesarias en la conducción. Además del radar, también contará con información visual que informará al sistema de la situación de los carriles, y otros aspectos importantes. Este sistema obtendrá la información de su entorno de varios radares dispuesto en todo el perímetro del vehículo. Analizarán los objetos, obstáculos y características de la vía.

Este sistema también contará con la ayuda de radiobalizas, similares a las usadas en aviación civil y militar. El balizado de las vías será un importante avance en un sistema de conducción automática. Ya que permitirá implementar este sistema en los vehículos, y con el apoyo de la tecnología radar hacerlo seguro y viable.

Aunque el “Control de Crucero Inteligente” está aún en desarrollo, y que el balizado de vías de circulación es todavía cosa del futuro, la investigación para efectuar mejoras en la seguridad vial seguirá estos cauces, en los que los sistemas radar tendrán una importancia capital.

Desde hace aproximadamente 20 años existe el sistema de seguridad llamado “airbag”. El sistema clásico funciona calculando las desaceleraciones inerciales producidas antes del choque. El radar se basa en todo esto, pero con un cálculo más preciso, ya que puede ir calculando la disminución de la distancia con un vehículo u objeto y activar el sistema “airbag” en el momento justo. No es necesario por lo tanto presentar una deceleración para que el sistema se active.





Figura 21: Sistema que detecta posibles colisiones delanteras y traseras

Otro sistema similar que se está investigando, es el sistema de airbag externo. El objetivo del sistema, es minimizar el daño físico al peatón en caso de accidente. Para implementarlo nos basamos en la información que nos dan los radares de proximidad delanteros y traseros. Cuando estos radares detectan un posible atropello, el sistema despliega unos airbags hacia el exterior del vehículo, situados en el morro y la parte trasera, según donde se sitúe el peatón. Tiene una especial utilidad en vehículos todo terreno, ya que debido a su altura, el peatón atropellado sufre daños muy severos, superiores a los que sufriría por un atropello de un turismo normal.



Figura 22: Sistema de airbag externos



Estos sistemas radar trabajarán a frecuencias realmente altas (del orden de varias decenas de GHz), lo que dificulta en cierta medida el diseño de los equipos. Por ejemplo la antena, a más alta frecuencia, su tamaño es menor; pero a tan alta frecuencia una pequeñísima desviación en su tamaño puede dar al traste con el funcionamiento de la antena. En Europa se usan varias bandas. En un principio se optó por frecuencias en torno a 30 GHz, en la banda K<sub>a</sub>. Pero últimamente se tiende a usar una banda cercana a los 77 GHz, en la banda V. Para este tipo de aplicaciones se usan sistemas SAR o Radar de Apertura Sintética, aunque como se trabaja a muy alta frecuencia la colocación es crítica. Se situarán en las partes clave hacia donde queramos enfocar el radar, y siempre en el exterior del vehículo. Las antenas estarán ocultas o conformes al vehículo.

En el vehículo podemos encontrar otros sistemas que usan un enlace radio para su funcionamiento. Son sistemas indicados hacia el ocio, o simplemente adecuar y modernizar servicios que ya existían para hacerlos más cómodos y seguros.

Un ejemplo es el mando a distancia para la apertura de las puertas. En los vehículos actuales es muy común usar un pequeño mando a distancia para permitir la apertura de las puertas. Este pequeño mando, inicialmente sólo tenía como función la apertura y el cierre de las puertas, pero se han ido añadiendo funciones, y ahora también podemos controlar la subida o bajada de las ventanillas o el encendido y apagado de las luces.

Este sistema trabaja a una frecuencia de 433.92 MHz en Europa o 315 MHz en USA y Japón. La antena receptora en el vehículo debe estar situada en un lugar accesible desde todas las partes del vehículo, con lo que puede ir conforme a la superficie del vehículo o en el interior del mismo.



Figura 23: Sistema de apertura remota de las puertas del vehículo.

Otra aplicación en auge hoy en día es el telepeaje. Cada vez son más los vehículos que incorporan un sistema para abonar un peaje sin detenerse. Este sistema usa una banda de frecuencias situada en torno a los 5.8 GHz. Se suele utilizar una antena impresa por su reducido tamaño. Es necesario colocarla en un sitio visible en la parte delantera del vehículo. Situiremos la antena en el parabrisas delantero, pero teniendo en cuenta el laminado que lleve el cristal, ya que al igual que la señal GPS, si el cristal es térmico el dispositivo de telepeaje no funcionará. Por lo tanto instalaremos la antena en la zona del cristal que no esté laminada.

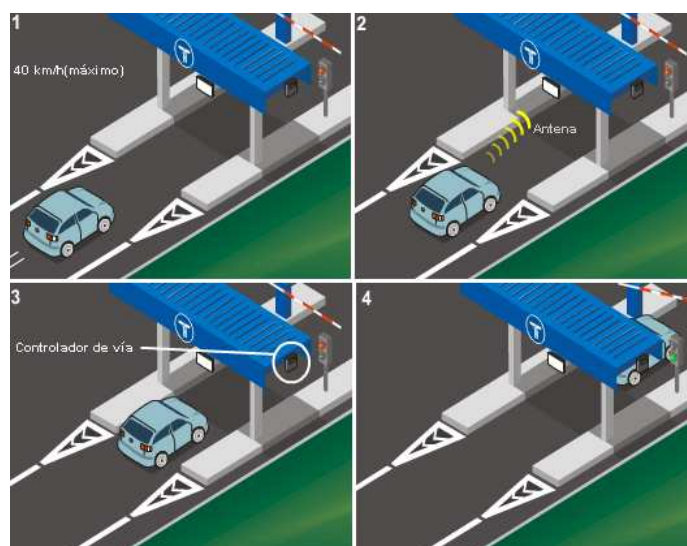


Figura 24: Sistema de telepeaje, o “Automatic Toll”

La tecnología inalámbrica bluetooth es ampliamente usada hoy en día para vincular pequeños aparatos como pueden ser PDAs, teléfonos móviles o reproductores de audio. Para vehículos encontramos una aplicación de una gran importancia como puede ser el uso de un sistema de manos libres de telefonía, ya que está prohibido utilizar el teléfono móvil al conducir un vehículo. El dispositivo se conecta por bluetooth al “manos libres”, lo que nos permite entrar y salir del vehículo y que la vinculación sea automática. Esta tecnología no sólo permite ser usada para voz, sino que también se accederá a otros servicios del teléfono móvil como puede ser la agenda, los mensajes (SMS) u otros servicios.

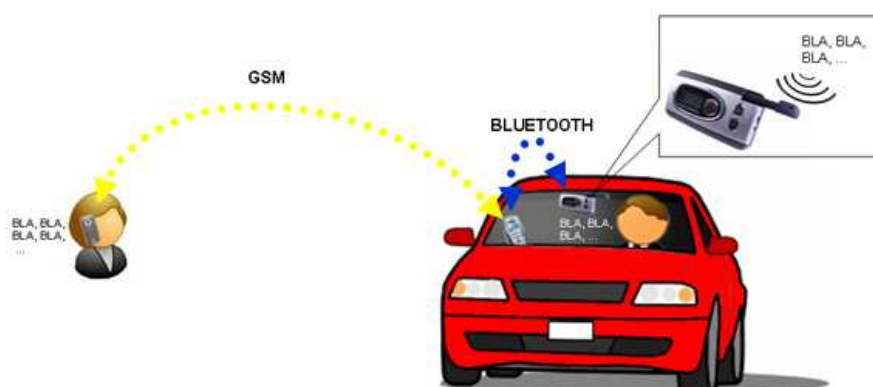


Figura 25: Vinculación del teléfono móvil a un sistema manos libres

Además también podemos conectar vía bluetooth algunos dispositivos para importar audio al equipo de sonido del vehículo. La tecnología actual de Bluetooth (Bluetooth 2.0) permite la transmisión de audio de alta calidad, lo que la versión anterior de Bluetooth no permitía.

Con esta tecnología podemos dispositivos para que aprovechen la conexión de datos del vehículo. Por ejemplo los navegadores portátiles pueden actualizar la situación de las carreteras y cambiar la ruta si conviene.

La tecnología Bluetooth ofrece numerosas ventajas sobre otros sistemas inalámbricos, ya que su consumo es muy reducido (importante en dispositivos portátiles alimentados con baterías), su tasa binaria es suficiente para sus aplicaciones, y su alcance de unos 20 metros es suficiente en el ámbito de los vehículos.

Para implementar la tecnología Bluetooth en un vehículo debemos contar con una antena receptora. Elegiremos una antena impresa que trabaje en la banda ISM (Industrial, Scientific and Medical) de 2.4 GHz.

## 1.2. Breve introducción al sistema radar

El término RADAR, viene de la expresión inglesa: RAdio Detection And Ranging.

Sus orígenes se remontan a principios del siglo XX, cuando en 1917, Nikola Tesla, establece los principios teóricos del Radar, definiendo las frecuencias de funcionamiento y los niveles de potencia requeridos.

En 1934, se reanudan los estudios de Nikola Tesla, estudiando el magnetrón (dispositivo que transforma la energía eléctrica en energía electromagnética de alta frecuencia)

Sin embargo no será hasta la II Guerra Mundial cuando el radar experimente un importantísimo avance. Tanto Alemania como Gran Bretaña y EEUU, investigaron en los años 30 y desarrollaron dispositivos Radar.

Alemania desarrollo varios dispositivos que se diferenciaban en su alcance y su precisión. Algunos de ellos fueron probados con gran éxito en la Guerra Civil Española. Trabajaban a una frecuencia entre 125 MHz y 650MHz.

El modelo de radar actual fue desarrollado en Gran Bretaña en 1935. Este sistema mejoraba el alemán lo que dio a los británicos una ventaja en los combates aéreos. Sin embargo el objetivo de este proyecto era crear un arma capaz de incapacitar a los pilotos enemigos, llamada “rayo de la muerte”. No se obtuvo el resultado esperado, pero observaron las perturbaciones electromagnéticas que producían las aeronaves en las señales cuando se transmitían ondas de radio hacia ellos.

El radar estadounidense, tenía un funcionamiento similar al inglés, trabajando en una banda de 200 MHz, y una anchura de pulsos de 10  $\mu$ s. Sin embargo sólo utilizaba una antena para la emisión y la recepción, ya que incluía el primer duplexor, una novedad tecnológica de gran relevancia.

El radar es un sistema usado para detectar y localizar objetos, mediante la emisión de ondas electromagnéticas y observando la respuesta. Se usa para observar el entorno, siendo capaz de observar objetos o entornos que el ojo humano es incapaz de ver. Es incapaz de distinguir características del objeto de estudio como el color, pero puede obtener otras como la velocidad a la que se mueve, o la distancia que nos separa de él. Esta es su característica más relevante.

Entre sus ámbitos de aplicación se incluyen la meteorología, el control del tráfico aéreo y terrestre y gran variedad de usos militares.

Un radar elemental se compone de una antena capaz de emitir radiación electromagnética a una banda de frecuencias determinada, un oscilador que genere las señales a enviar, una antena receptora y un dispositivo capaz de recibir la señal de eco.

Básicamente lo que hacemos en un sistema de estas características es emitir una señal, por ejemplo con forma senoidal, y analizar la respuesta o eco que produce sobre el objeto a estudiar. Una parte de la señal transmitida llega al objetivo (target), produciéndose una reflexión en todas direcciones. La señal que se refleja hacia atrás es decir en la misma dirección que la señal original, pero en sentido contrario es la que nos interesa para el análisis. El eco llegará a la antena receptora, y de esta pasará al dispositivo de análisis. Al procesar la señal podremos obtener la localización del objeto y su velocidad relativa.

El cálculo de la distancia al objeto se calcula tomando como referencia cuando hemos enviado la señal y cuando hemos recibido el eco. Si sabemos la velocidad de la señal en el medio (normalmente aire), podemos calcular la distancia, que nos separa del objeto.

La dirección o posición angular del objeto, se calcula sabiendo la dirección de la cual procede el eco. También podemos calcular la velocidad del objeto gracias al “Efecto Doppler”. Analizando el desplazamiento en frecuencia que se observa en la señal recibida, podemos obtener su velocidad.

La señal más usada en los sistemas radar, es el tren de pulsos rectangulares modulados con una portadora senoidal. Una vez hemos transmitido la señal, debemos esperar un tiempo suficiente la respuesta antes de volver a enviar otra señal, ya que entonces, no recibiríamos el eco. Por lo tanto, la tasa con la que enviamos la señal nos determina el alcance máximo del radar, ya que si alguna respuesta llega de más lejos, será interferida por la nueva señal saliente.

Si la frecuencia de retransmisión es muy alta, la distancia a algunos objetos, puede ser calculada erróneamente.

La reflexión de las ondas electromagnéticas es lo que posibilita el funcionamiento de un sistema Radar. Este fenómeno ocurre de forma significativa en materiales conductores como los metales y en la fibra de carbono, lo que hace que el radar sea especialmente indicado para la detección de aeronaves. En los últimos años hemos asistido al desarrollo de vehículos militares fabricados con materiales de naturaleza resistiva o magnética, que absorben las ondas de radar, reduciendo así la reflexión.

La reflexión de las ondas varía en función de su longitud de onda, y de la forma del objetivo.

Si la longitud de onda es mucho menor que el tamaño del objetivo, ésta rebotará posibilitando su detección. Si la longitud de onda es mucho mayor que el tamaño del objetivo, lo que ocurre es que éste se polariza, y la reflexión es débil. Cuando ambas son similares, pueden aparecer efectos de resonancia. El factor que da la medida de cuánto refleja un objeto las ondas de radio se llama "sección radar cruzada" ( $\sigma$ ).

Los primeros radares utilizaban longitudes de onda muy elevadas, mayores que los objetivos, debido a la dificultad de generar señales de alta frecuencia con potencias aceptables. Los ecos recibidos por estos radares eran tenues, y sus cálculos poco precisos. Los radares actuales emplean longitudes de onda más pequeñas, del orden de varios GHz, lo que posibilita una mejor recepción y un procesado más exacto.

A continuación se expone una breve clasificación de los sistemas radar, en función de algunos parámetros:

En función del número de antenas que lo formen:

**Monoestáticas:** Una sola antena transmite y recibe, separando el sistema transmisor y el de procesado por un duplexor.

**Biestático:** Una antena transmite la señal y otra recibe el eco. Pueden ubicarse en el mismo lugar o en lugares diferentes según nos interese.

**Multiestático:** También llamado radar por diversidad, utiliza una antena para radiar y varias de ellas, dispuestas en diferentes lugares, para elaborar los cálculos requeridos con una mayor precisión.

Según su frecuencia de trabajo:

En la siguiente tabla, indicamos, algunas las aplicaciones radar más comunes, para las distintas bandas de frecuencia

<b>Bandas de Frecuencia del Radar</b>		
<b>Nombre de la Banda</b>	<b>Rango de Frecuencias</b>	<b>Usos típicos</b>
HF	3-30 MHz	Radares de vigilancia costera, vigilancia OTH (over-the-horizon)
VHF	50-330 MHz.	Vigilancia a distancias muy elevadas
UHF	300-1,000 MHz.	Vigilancia a distancias muy elevadas
L	1-2 GHz.	Vigilancia a distancias elevadas. Control de objetivos en movimiento
S	2-4 GHz.	Vigilancia a distancias medias. Control de objetivos en un entorno cercano. Uso como radar meteorológico a distancias elevadas.
C	4-8 GHz.	Seguimiento a distancias elevadas. Radar Meteorológico a distancias medias
X	8-12 GHz.	Seguimiento a distancias cortas. Cartografía de media resolución. Radares de superficie para aeronáutica y marina. Radar meteorológico a distancias cortas.
K <sub>u</sub>	12-18 GHz.	Cartografía de alta resolución. Altímetros para equipos espaciales.
K	18-27 GHz.	Poco usado (absorción por vapor de agua). Radar meteorológico. Radares de tráfico.
K <sub>a</sub>	27-40 GHz.	Cartografía de muy alta resolución. Vigilancia de aeropuerto. Radares de tráfico.
mm	40-110GHz.	Experimental. Sensores. Radar meteorológico de alta resolución.
<i>Source: AIAA (American Institute of Aeronautics and Astronautics)</i>		

Tabla 1: Bandas de frecuencia y usos en sistemas radar

Según el blanco u objetivo:

Radar primario: Funciona independientemente del blanco de estudio. Sus medidas o cálculos se basan exclusivamente en el eco procedente del objetivo.

Radar secundario: El sistema interacciona con el blanco, que responde, normalmente con una serie de datos. Algunos de estos datos pueden ser, altura, velocidad, dirección, identificador amigo-enemigo etc.

Según la forma de onda que se utilice:

Radar de onda continua (Continuous Wave): Transmite la señal ininterrumpidamente. El tipo de respuestas que puede obtener son limitadas, ya que en general las respuestas típicas se ven interferidas. Un ejemplo típico de radar de onda continua, son los radares de tráfico, para la detección de velocidades.

Radar de onda continua con modulación (CW-FM, CW-PM): A la transmisión ininterrumpida de esta señal se le añade modulación de fase o frecuencia con objeto de determinar cuándo se transmitió la señal correspondiente a un eco (permite estimar distancias). Así ampliamos el tipo de respuestas que puede recibir un radar de onda continua.

Radar de onda pulsada: Es el funcionamiento típico de los sistemas radar. Se transmite periódicamente un pulso, que puede estar modulado o no. Se analizan los ecos posteriores a la transmisión de este pulso, para determinar los parámetros requeridos.

Según su finalidad:

Radar de seguimiento: Es capaz de seguir a un blanco en movimiento, analizando su dirección, velocidad, distancia etc. Un ejemplo claro de este tipo de misiles, es un radar para el seguimiento de misiles.

Radar de búsqueda: Recorre el espacio marcado, mostrando los blancos que en él aparecen.

Ahora procedemos a explicar brevemente la base teórica de los sistemas radar

Esta ecuación es la base del funcionamiento del radar

La potencia del eco ( $P_r$ ), que tenemos en la antena receptora, se define así:

$$P_r = \frac{P_t \cdot G_t \cdot A_r \cdot \sigma \cdot F^4}{(4 \cdot \pi)^2 \cdot R_t^2 \cdot R_r^2}$$

dónde:

$P_t$	Potencia transmitida
$G_t$	Ganancia de la antena transmisora
$A_r$	Apertura efectiva (área) de la antena receptora
$\sigma$	Sección transversal del radar, o coeficiente de decaimiento del objetivo
$F$	Factor de propagación del patrón
$R_t$	Distancia del transmisor al objetivo
$R_r$	Distancia del objetivo al receptor

En el caso común donde el transmisor y el receptor están en el mismo lugar,  $R_t = R_r$  y el término  $R_t^2 R_r^2$  puede ser reemplazado por  $R^4$ , donde  $R$  es la distancia. Esto resulta en:

$$P_r = \frac{P_t \cdot G_t \cdot A_r \cdot \sigma \cdot F^4}{(4 \cdot \pi)^2 \cdot R^4}$$

Si vemos la expresión vemos que la potencia recibida se reduce proporcionalmente con la distancia elevada a la cuarta potencia, por lo que la potencia en recepción es extremadamente pequeña.

El valor de  $F$  nos indica las interferencias de la señal. Este factor de propagación engloba los efectos de la propagación multicamino, y de la atenuación. Depende del entorno en que se estén propagando las ondas.

Como si un sistema de comunicaciones radio se tratara, una aplicación radar deberá tener en cuenta las diferentes características electromagnéticas de las señales empleadas. Algunas de ellas son:

La polarización nos indica la dirección del campo eléctrico en una radiación electromagnética. En función de la aplicación que tenga el radar, podemos usar polarización vertical, horizontal, lineal (permite detectar superficies de metal), polarización circular (adecuada para minimizar la interferencia por lluvia), o una polarización aleatoria (para detectar superficies irregulares).

Los sistemas de radar deben hacer frente a señales indeseadas y conseguir la mayor exactitud para el reconocimiento del objetivo. El sistema debe enfrentarse a interferencias internas, externas, de naturaleza pasiva (agua salada, lluvia, tierra conductora etc), o de naturaleza activa (interferencias eléctricas o ruido)

La capacidad que tiene el sistema para seguir funcionando a pesar de la interferencias viene marcado por su SNR (Signal to Noise Ratio, o Relación Señal a Ruido)

Cuanto mayor sea la SNR del sistema, mejor podrá aislar los objetivos reales de las señales interferentes.

El ruido es una fuente interna de variaciones aleatorias de la señal, que generan en mayor o menor medida todos los componentes electrónicos. Puede verse su efecto por las variaciones aleatorias que se añaden al eco recibido por el radar. Si la potencia de la señal recibida es baja, será más difícil diferenciarla del ruido de fondo. Debemos diseñar un receptor con una baja figura de ruido (comparación entre el ruido producido por el receptor y el receptor ideal).

También puede aparecer ruido producido por fuentes externas al sistema, como la radiación térmica natural del entorno del objetivo.

En el ámbito de la tecnología radar llamamos *clutter* a los ecos recibidos por el radar que son, por definición, no deseados. Pueden estar causados por objetos del entorno, tales como: el mar, precipitaciones, tormentas de arena, animales (especialmente pájaros), turbulencias atmosféricas y otros efectos atmosféricos como reflexiones ionosféricas y estelas de meteoritos.

Además puede aparecer clutter debido a la interferencia de objetos fabricados por el hombre sin intención de engañar al radar, o con la intención de confundirlo (*chaffs*). También puede estar originado por la trayectoria multicamino del eco de un objetivo, haciendo que aparezcan objetivos fantasma que se comportan como si fueran un objetivo real.



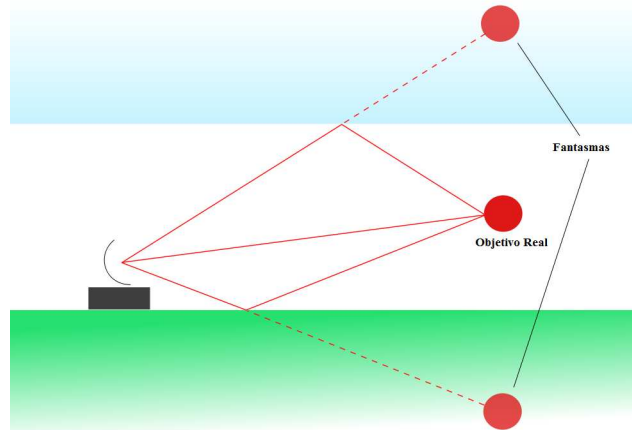


Figura 26: El multitrayecto de la señal de eco hace que el radar detecte blancos fantasma"

El clutter se considera una fuente pasiva de interferencias, ya que únicamente aparece al transmitir una señal, y buscar su eco.

Algunos métodos para detectar y eliminar el clutter, se basan en que el clutter apenas varía entre diferentes barridos del radar. Si comparamos estos barridos consecutivos se pueden descartar por ejemplo los blancos fantasma por su menor movimiento respecto al objetivo real. Para eliminar el clutter producido por el mar, se usa la polarización horizontal, mientras que el clutter producido por la lluvia se reduce usando polarizaciones circulares. También podemos eliminar las interferencias clutter, sabiendo que los ecos producidos por el clutter son más numerosos que los del objetivo real. Otros métodos se centran en reducir la relación señal/clutter.

Otra interferencia típica en los sistemas radar es a la que llamamos "Hamming". Este fenómeno aparece cuando señales externas al sistema radar, emitidas en las frecuencias de funcionamiento del mismo, y que por lo tanto no hacen posible un correcto funcionamiento. Puede ser intencionado (sabotaje del sistema) o fortuito (otros servicios no-radar operando en esa banda). El Hamming se considera como una fuente activa de interferencias, ya que está originado fuera del sistema radar y en general se trata de señales sin relación alguna con este. Un claro ejemplo de interferencia Hamming no intencionado son los nuevos sistemas Wi-Fi que operan en torno a los 5 GHz.

Además de la recepción de la señal, el sistema radar debe procesar la señal recibida y analizarla para obtener los datos del destino.

Procesando la señal que nos llega de un sistema de este tipo, podemos calcular la distancia al objetivo, su velocidad o incluso características físicas.

La forma típica de medir la distancia al objetivo, como ya hemos comentado anteriormente, es enviar un pulso electromagnético y medir el tiempo que tarda en eco en volver.

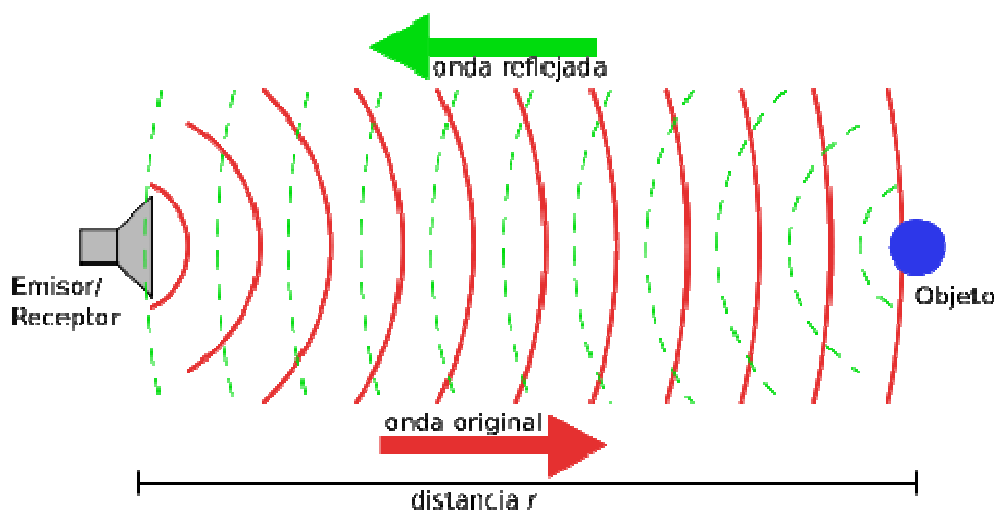


Figura 27: Esquema de funcionamiento de un sistema radar

Sabiendo la velocidad del pulso (generalmente  $c=300.000 \text{ km/s}$ ) podemos calcularlo de forma sencilla:

$$r = \frac{c \cdot t}{2}$$

dónde:

r	distancia estimada
c	velocidad de la luz
t	tiempo de tránsito

Muchos radares usan la misma antena para enviar y recibir, separando los dispositivos de transmisión y recepción con un duplexor. Mientras se está transmitiendo un pulso no se puede recibir ninguna respuesta o eco. Esta circunstancia hace que el radar tenga una distancia ciega, es decir la distancia mínima a la que se detecta un blanco. Se define así:

$$r_{BLIND} = \frac{c \cdot \tau}{2}$$

dónde:

$r_{BLIND}$	distancia ciega
c	velocidad de la luz
$\tau$	tiempo que se tarda en transmitir un pulso

Si queremos detectar objetos más cercanos, tendremos que reducir el tiempo de transmisión de los pulsos. Según esta premisa podemos definir un rango de detección máximo (llamado "distancia máxima sin ambigüedad"). Si la respuesta nos llega después de haber mandado el siguiente pulso, el receptor no podrá distinguirlo, y no habrá detección. Esta distancia se relaciona con el tiempo entre pulsos de la siguiente manera:

$$r_{UNAMB} = \frac{c \cdot T}{2}$$

dónde:

$r_{UNAMB}$	distancia ciega
$c$	velocidad de la luz
$T$	tiempo entre dos pulsos

Estos dos parámetros, que marcan la capacidad del radar para la detección a corta y a larga distancia, son “opuestos”, es decir si intentamos optimizar el sistema para conseguir uno de ellos, el otro se desajustará. Para detectar a corta distancia hay que hacer los pulsos más cortos, lo que implica menor potencia, lo que implica ecos más débiles y por tanto menor alcance.

La combinación de ‘T’ y ‘ $\tau$ ’ elegido, es a lo que llamaremos “patrón de pulsos del radar”.

Hoy en día, es posible que el sistema pueda cambiar su patrón de pulsos de forma automática, ajustando dinámicamente su rango de funcionamiento. Un método para conseguir ambos objetivos, es la emisión en el mismo ciclo, dos pulsos diferentes. Uno para detección a larga distancia, y otro para detección a corta distancia.

La resolución en distancia y la relación señal a ruido (SNR), dependen también de la forma del pulso. A menudo este se modula para mejorar su rendimiento gracias a una técnica conocida como "compresión de pulsos".

Otra forma de medir distancias en un sistema radar se basa en la modulación en frecuencia de la señal emitida. La comparación de la frecuencia de señales es por norma más precisa y sencilla que la comparación de tiempos. Su funcionamiento es el siguiente: Se emite una señal (una senoide) a una frecuencia, y vamos variando su frecuencia de forma constante en el tiempo. Al llegar el eco su frecuencia será diferente a la actual, y comparándolas, podemos saber cuánto tiempo ha transcurrido, y por tanto que distancia hay hasta el blanco. A mayor desvío en frecuencia, mayor distancia.

La medida de la velocidad de los objetos, es uno de los principales usos del radar. Definimos la velocidad como la diferencia de un objeto respecto al tiempo. La forma más simple para que un sistema radar pueda medir la velocidad es añadir memoria al sistema, para que vaya “recordando” las posiciones de los objetos y así calcular su velocidad. En los inicios del radar, este método era manual, y los operarios responsables del manejo del sistema usaban reglas de cálculo para medir la velocidad. Hoy en día estas mediciones se realizan de forma automática.

Sin embargo, hay otro método para el cálculo de la velocidad de los objetos, cuyo requisito fundamental es que el transmisor sea coherente (es decir su señal de salida esté sincronizada en fase). Este método se basa en el efecto “Doppler”, que explica el desplazamiento en frecuencia que registra una señal de retorno de un blanco en movimiento. Con ello son capaces de medir la velocidad relativa del objeto con respecto al radar. Sin embargo este método presenta un defecto, ya que no es posible medir las componentes de la velocidad perpendiculares a la línea de visión del radar, basándonos únicamente en el efecto “Doppler”. Sería necesario usar el método comentado en primer lugar (Cálculo de las velocidades en base a las posiciones de los objetos), para hacer un seguimiento de la evolución de la posición en azimut del objetivo.

Para medir únicamente velocidades, podemos utilizar los llamados “radares no pulsados o de onda continua (CW)”, que funcionan en una banda de frecuencias excepcionalmente estrecha. Son adecuados para determinar la componente radial de la velocidad de un objetivo, pero no son capaces de calcular distancias. Un ejemplo de este tipo de sistemas, son los conocidos radares de tráfico.

### 1.3. Motivación y objetivos

La motivación para realizar este proyecto fin de carrera parte de la necesidad de integrar un número creciente de sistemas radio en los vehículos. Como ya hemos comentado con anterioridad, por las características de un vehículo, este tipo de servicios inalámbricos autónomos son de gran interés.

Con este tipo de tecnología podemos integrar servicios de: comunicaciones, ocio, seguridad o posicionamiento entre otros. En concreto nos centraremos en estos últimos. El objetivo de los futuros sistemas radar que serán integrados en vehículos será poder detectar y reconocer los objetos colindantes al vehículo (tanto móviles como estáticos) y establecer las acciones correspondientes.

Para implementar estos servicios es necesario instalar dispositivos radiantes en los vehículos. Estas antenas deben cumplir una serie de requisitos para su implantación, ya que deben tener un bajo coste, un proceso de fabricación sencillo, fácilmente integrables en el vehículo y unas características de radiación que no interfieran en otros sistemas radio del vehículo.

Estas premisas nos llevan a elegir las antenas de parche como el modelo más adecuado para ello. En esta dirección, el presente trabajo trata de analizar la utilidad de las antenas de parche para ser empleadas como elemento radiante en sistemas iniciales que permitan detectar automóviles. Además nuestro sistema requiere un nivel de ganancia elevado para su correcto funcionamiento por lo que estudiaremos agrupamientos de parches. Para avanzar en esta línea estudiaremos diferentes configuraciones de antenas de parche y analizaremos algunos arrays formados por antenas de este tipo para poder obtener información sobre diseños que puedan responder de manera adecuada a estas necesidades.

Tratando de ser más concretos se enumeran a continuación algunos objetivos que persigue este Proyecto Fin de Carrera:

- Conocer y describir algunos de los servicios inalámbricos que pueden implementarse en los vehículos, tanto de ocio como nuevos sistemas de seguridad.
- Analizar las diferentes opciones dentro de las antenas de parche, en particular las configuraciones en array, ya que nos interesa aumentar la ganancia manteniendo un tamaño adecuado para la antena.
- Comparar algunas topologías posibles de alimentación de los parches, en especial que consideren el acople electromagnético directo o alimentación por proximidad.
- Plantear diseños teóricos en bandas de frecuencia interesantes para el funcionamiento de nuestro sistema.
- Adaptar nuestro estudio a las posibles limitaciones de fabricación, en especial de materiales y tamaños de los mismos, para realizar un diseño robusto y de garantías.
- Adquirir conocimientos de software de simulación de antenas y circuitos de microondas.

## 2. DISEÑO DEL ELEMENTO AISLADO

### 2.1. Presentación de las antenas de parche

Las antenas de tipo parche, también son conocidas como antenas microstrip ya que basan su funcionamiento en esta tecnología. Su uso se ha visto incrementado en los últimos años en aplicaciones donde su reducido tamaño, tiene una importancia capital. Son ampliamente usadas en aeronáutica (espacial y terrestre), comunicaciones móviles inalámbricas (voz o datos), y para servicios que empleen frecuencias significativamente elevadas en el rango de las microondas u ondas milimétricas.

Esta tecnología puede ofrecernos ventajas como la miniaturización del elemento radiante, lo que posibilita dispositivos cada vez más pequeños y ligeros. También es importante, que este tipo de antenas son fácilmente conformes, es decir se adaptan a todo tipo de superficies no planas. Se pueden fabricar de forma sencilla y barata (lo que permite su producción a gran escala) se adaptan con circuitos integrados de microondas, son versátiles en términos de impedancia, polarización y frecuencia de resonancia. Además pueden soportar tanto polarización lineal como circular, y pueden diseñarse para trabajar a diferentes frecuencias (antenas multibanda).

Sin embargo las antenas de parche poseen desventajas como su baja potencia de radiación (ya que los circuitos impresos no pueden soportar altas potencias), baja eficiencia en algunos modos de funcionamiento, ancho de banda y ganancia limitados y en ocasiones baja pureza de polarización. Además, el fenómeno llamado radiación de borde, puede afectar a diversos parámetros de la antena, con un empeoramiento de sus funcionalidades.

Los orígenes de la tecnología microstrip se remonta a los años 50. Es una variante de la tecnología stripline, que apareció unos años antes. Esta última está constituida por una tira delgada de material conductor, en un dieléctrico, con dos capas de material conductor en la parte superior e inferior del dieléctrico.

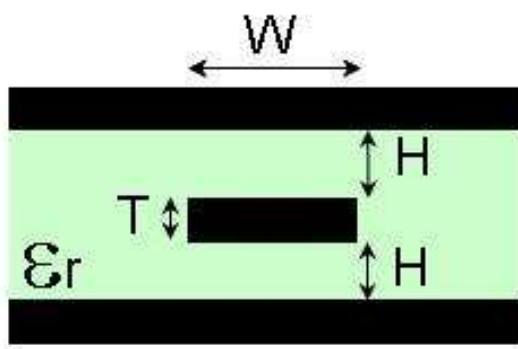


Figura 28: Esquema de una línea “stripline”

La tecnología microstrip apareció poco después que la stripline, también en los años 50. La diferencia es que se elimina la parte superior del sustrato, dejando la fina tira de material conductor en el exterior. A pesar de que surgieron en fechas muy parejas la tecnología microstrip tardó más en usarse ya que al ser una estructura abierta, las pérdidas por radiación eran mayores, sobre todo en sustratos de baja permitividad. Según se fue avanzando en el diseño de los dieléctricos y se pudo disponer de materiales con unas pérdidas menores y que ofrecían un mayor confinamiento del campo, el uso de las líneas microstrip fue aumentando.

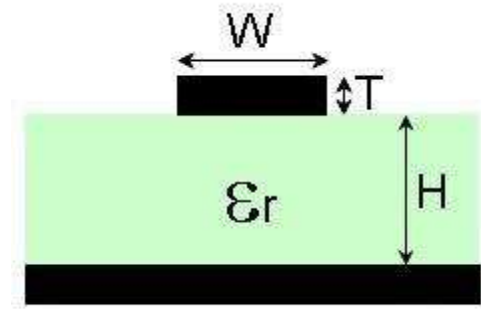


Figura 29: Esquema de una línea “microstrip”

#### 2.1.1. Tecnología impresa

Para el diseño de una línea de transmisión o para un circuito, se busca que la mayor parte de la energía esté confinada entre los dos conductores, de tal forma que interesa un sustrato muy delgado, en comparación con la longitud de onda de la señal. También nos interesa que la permitividad eléctrica de este sustrato sea lo más alta posible. Cumpliendo estas premisas logramos que las ondas predominantes sean las ondas guiadas.

Sin embargo, si queremos diseñar una antena, debemos partir de otras premisas. Nos interesa que las ondas predominantes sean las ondas radiadas, y para ello debemos utilizar sustrato que cumple aproximadamente estas relaciones:

$$0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$$

$$2.2 < \epsilon_r < 12$$

Si seguimos estas directrices podemos asegurar que las ondas predominantes serán las ondas radiadas, y que el modelo nos ofrecerá un comportamiento de antena.

De las afirmaciones anteriores puede concluirse que las características mejores para elaborar un circuito, son peores para elaborar un elemento radiante o antena, y viceversa. Por ello nos interesa encontrar un término medio entre ambos requisitos para hacer funcionar nuestro conjunto de forma adecuada, y lograr la máxima eficiencia posible en ambos casos.

## 2.2. Antenas microstrip

### 2.2.1. Estructura y tipos de antenas de parche

Como ya he comentado las antenas tipo parche se basan en la tecnología microstrip. Cambiando las dimensiones de la línea o del parche puede modificarse su comportamiento, a fin de cumplir los requerimientos marcados, en cuestión de directividad, eficiencia o dirección de radiación.

Se establecen varios parámetros para el diseño del parche:

**Tamaño del parche:** El parche tendrá una forma que definirá los parámetros de diseño. Podemos encontrarnos con parches de diferentes formas, como: cuadrados, rectangulares, circulares, elípticos, triangulares, sectoriales o en forma de anillo.

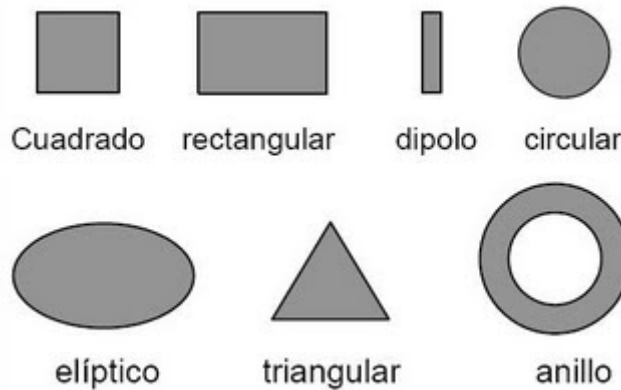


Figura 30: Diferentes formas geométricas del parche

Los parches cuadrados, rectangulares, circulares o con forma de dipolo son los más comunes, porque su análisis son más sencillos. Tienen unas características de radiación interesantes, especialmente una baja polarización cruzada.

Para los parches rectangulares el lado más largo debe cumplir la siguiente relación:

$$\lambda/3 < L < \lambda/2$$

Lo mismo ocurre para la dimensión de los parches cuadrados.

El grosor del conductor, que llamaremos 't', seguirá esta relación:

$$t \ll \lambda_0$$

Tanto el grosor del sustrato, al que llamaremos 'h', como la permitividad eléctrica de dicho sustrato, deberán encontrarse en los límites anteriormente expuestos para el diseño de antenas con tecnología microstrip.

En términos de eficiencia tiende a buscarse un sustrato fino y con la permitividad eléctrica más baja posible.



El diagrama de radiación de una antena de parche es prácticamente homogéneo en la mitad superior que marca el plano de masa, ya que en el caso ideal se considera un plano de tierra infinito, el cual bloquea la radiación hacia la parte inferior de la antena. En el caso real pueden producirse ciertos lóbulos de radiación trasera, ya que el plano de masa es finito, pero son pequeños frente a la radiación de la antena por lo que suelen ser despreciados en el análisis básico que describe su funcionamiento.

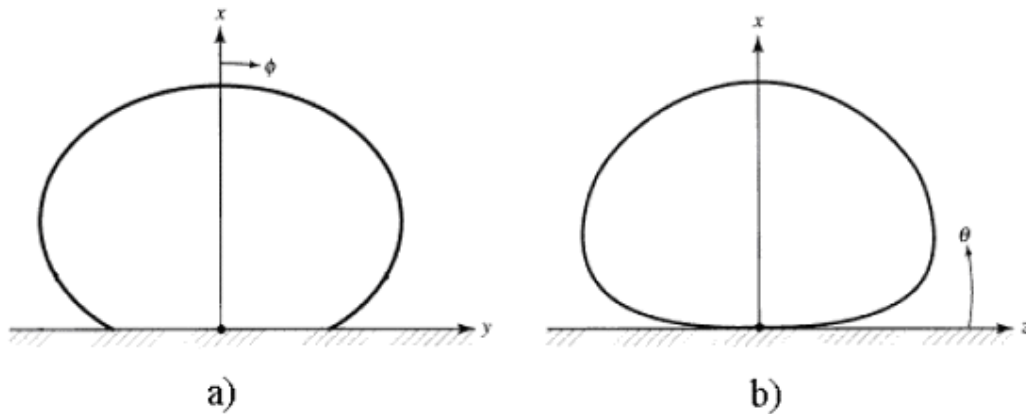


Figura 31: Ejemplo de diagramas de radiación de un parche. a) Diagrama en el plano E y b) Diagrama en el plano H

### 2.2.2. Métodos de alimentación del parche

Cuando diseñamos una antena, un aspecto crítico en el diseño será la forma de alimentación de la misma. Si la red de alimentación no es suficientemente eficiente, la antena no funcionará correctamente por muy bien que esté diseñado el elemento radiante. Existen varios métodos de alimentación de manera que radie lo más eficientemente posible en el rango deseado de funcionamiento, mediante un acoplamiento de impedancias adecuado.

Estos métodos se pueden dividir en tres grupos: la alimentación directa, la alimentación por proximidad, y la alimentación por ranura.

Los métodos de alimentación directa se basan en un contacto directo entre la estructura de alimentación y el elemento radiante (parche). Los dos ejemplos típicos son la alimentación por línea microstrip, o la alimentación por cable coaxial. La alimentación por microstrip consiste en alimentar al radiador conectando directamente una línea microstrip, diseñada con la impedancia característica adecuada para la óptima adaptación. Este método es el más sencillo de realizar, sin embargo se obtiene una baja eficiencia en relación al ancho de banda y al acoplamiento. Sobre todo si el sustrato es demasiado fino, ya que las ondas de superficie y la radiación espurea de alimentación se incrementan, lo que limita el ancho de banda (entre un 2 y un 5 %).

Este tipo de alimentación tiene dos variantes principales. Una de ellas consiste en la conexión directa de la línea microstrip a un borde del parche. La otra se basa en una conexión directa, pero no al borde, sino realizando inserciones en el parche.

En el caso de la conexión directa al borde, la variación en la posición de la línea microstrip en relación al parche generará cambios en la adaptación.

En el caso de la conexión con inserciones, la profundidad de éstas, es lo que permite ajustar la impedancia y lograr la adaptación.

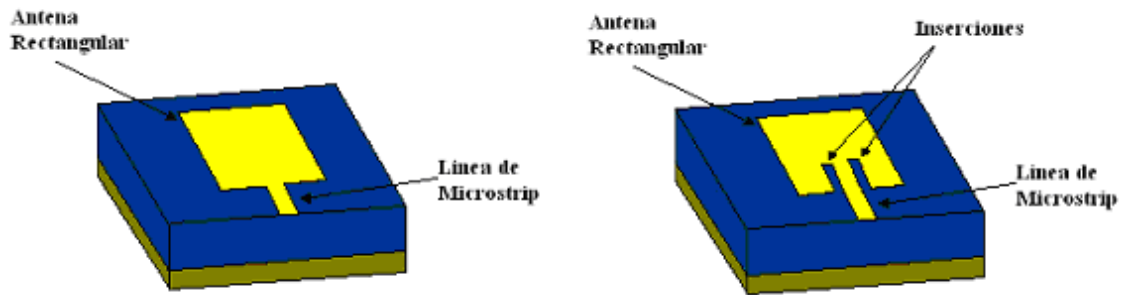


Figura 32: Alimentaciones por línea microstrip: a) Conexión directa de la línea microstrip a la antena y b) Conexión de la línea microstrip con inserciones.

La alimentación por sonda coaxial, consiste en que el hilo central del cable coaxial, conecte directamente con el parche, mientras que el conductor exterior del cable, se conecta al plano de masa. La impedancia depende de la posición de la sonda respecto al parche, de forma que colocándola correctamente, se generará un mejor acoplamiento. Para antenas de parche (sobre todo a frecuencias relativamente bajas, hasta algunos GHz) es uno de los métodos más comunes, sin embargo podemos encontrar dificultades en la fabricación, ya que el hilo central debe perforar el plano de tierra y el sustrato, y debe estar soldado al elemento radiante, para su buen funcionamiento.

Este tipo de alimentación, en comparación a la conexión directa de línea microstrip nos proporciona bajos niveles de radiación espurea, sin embargo nos ofrece un ancho de banda inferior en ocasiones, y dificultades para su fabricación, si el sustrato es muy fino, con  $h < 0.02\lambda_0$ .

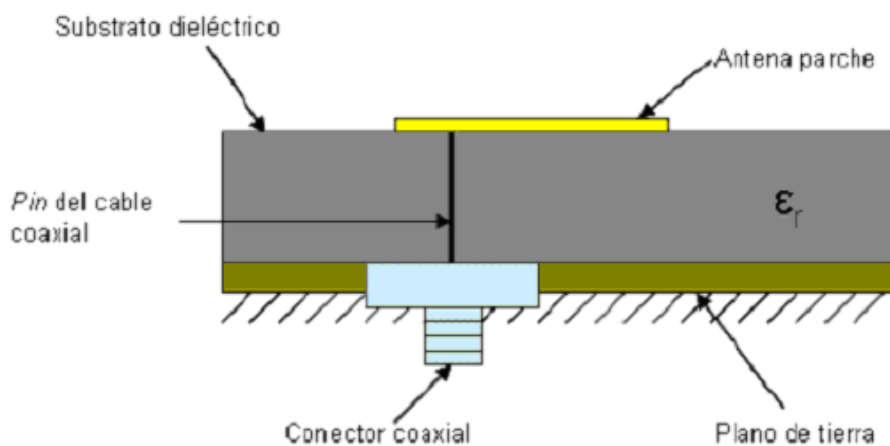


Figura 33: Alimentación por sonda de cable coaxial

Tanto la alimentación por línea microstrip, como por cable coaxial poseen propiedades asimétricas, pueden excitar modos superiores, y estos pueden producir radiación con polarización cruzada.

En los métodos de alimentación por proximidad, la red de alimentación no tiene contacto directo con el parche, sino que el acoplamiento es electromagnético. Este método cambia un poco la estructura vista hasta ahora, ya que se necesitan dos capas de sustrato. La capa inferior soporta la línea de alimentación, y la capa superior será en la cual estará grabado el parche.

El sustrato inferior tendrá la estructura vista hasta ahora, plano de masa en la parte inferior y delgada tira de material conductor en su parte superior. Este método nos ofrece una clara ventaja respecto a los de conexión directa, y es que podemos optimizarlas por separado, al poder usar permitividades diferentes en ambos sustratos, y cumplir de forma más adecuada las premisas para el diseño de líneas de transmisión y de antenas vistos anteriormente.

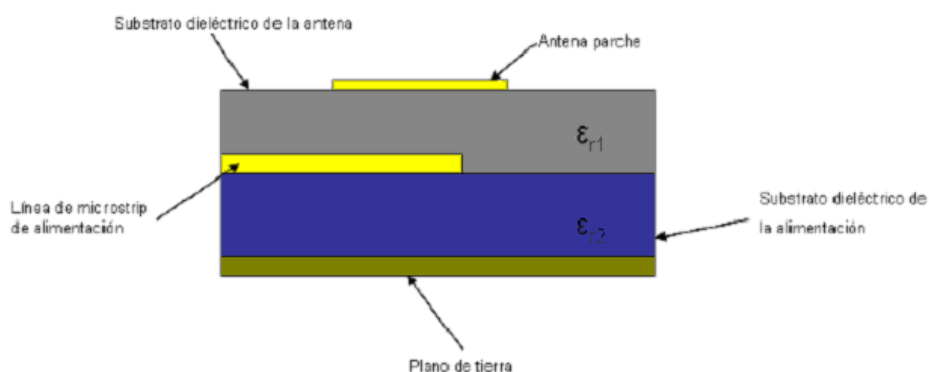


Figura 34: Alimentación por el método de proximidad

El método de alimentación por ranura presenta también una estructura de dos sustratos, uno para la red de alimentación y otro para el elemento radiante. Sin embargo la diferencia radica en que ambos dieléctricos están separados por un plano de masa que tiene una apertura bajo la antena. Las dimensiones y la posición de esta ranura influyen en el acoplamiento de la antena. Bajo el sustrato inferior se sitúa la línea de alimentación.

Una ventaja con respecto a la alimentación por proximidad es que al estar la línea de alimentación en la parte inferior y separada de la antena por el plano de tierra, la radiación de esta es mínima en la dirección de la antena con lo que se evita la aparición de fenómenos no deseados como por ejemplo el aumento de las componentes de polarización cruzada. Tiene un bajo componente de radiaciones espúreas. La alimentación por ranura es más complicada de fabricar, y nos ofrece un ancho de banda reducido en ocasiones.

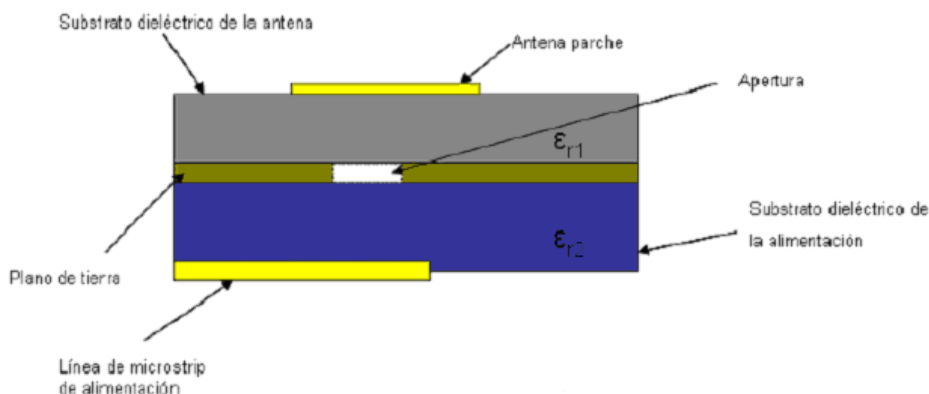


Figura 35: Alimentación por ranura

### 2.2.3. Métodos de análisis

Podemos encontrar numerosos métodos de análisis de las características de una antena. Dependiendo de la precisión y del grado de sencillez que se busque se puede seleccionar el método que más se ajuste a nuestras necesidades.

Podemos clasificar los métodos de análisis en tres grupos diferenciados:

**Modelos empíricos:** Estos modelos son los menos precisos a la hora de diseñar la antena, sin embargo son los más sencillos de plantear y resolver. Se fundamentan en el previo conocimiento de estructuras y conceptos de forma general, sin analizar las variaciones más pequeñas de los parámetros. Estos modelos pueden presentar un buen nivel de precisión cuando trabajamos en frecuencias inferiores a los 30 GHz. Sin embargo cuando las frecuencias se elevan de este rango, los errores se vuelven muy grandes, siendo necesario recurrir a métodos más complejos y precisos. A pesar de estas limitaciones, estos modelos son útiles para establecer un diseño en primera instancia. También es posible el diseño a un rango de frecuencias más baja que la de trabajo, y utilizar diseños escalados para frecuencias más altas.

Algunos ejemplos de estos métodos son: Modelo de línea de transmisión o Modelo de cavidad.

**Modelos semi-empíricos:** Estos modelos son más complejos y más exactos que los modelos empíricos, sin embargo su análisis y resolución es bastante más sencilla que los modelos de onda completa. Evidentemente son menos precisos que estos últimos. Algunos de estos modelos son: Enfoque variacional, Enfoque de ecuación integral dual o Modelo de corriente superficial eléctrica.

**Modelos de onda completa:** Estos modelos son los más precisos a la hora de diseñar antenas, sin embargo también son los más complejos de plantear y resolver. Son inabarcables, sin herramientas de computación avanzadas. Algunos de estos modelos son: Método de momentos en el dominio del espacio, Método de momentos en el dominio espectral, Análisis en el dominio de la transformada, Método de estadios finitos (FEM), Enfoque de ecuación integral potencial mixto.

Un ejemplo de aplicación de los métodos de onda completa es una de las aplicaciones software usadas en la realización de este Proyecto Fin de Carrera. El “CST Microwave Studio” es un simulador de onda completa, que basa su funcionamiento en la resolución de las ecuaciones de Maxwell en el entorno a estudiar. Las simulaciones son muy complejas computacionalmente, aunque el resultado alcanzará, como veremos más adelante, una gran precisión.

## 2.3. Fijación de parámetros de diseño

### 2.3.1. Parámetros radar

Tenemos que definir varios parámetros de diseño y funcionamiento, antes de diseñar la antena físicamente.

La frecuencia y el ancho de banda a usar son parámetros fundamentales para iniciar el diseño. Debemos optimizar el diseño de nuestra antena, por lo que plantearemos diversas opciones, y elegiremos la más adecuada. Como vimos en la parte introductoria, hoy en día pueden usarse diferentes bandas para el sistema radar. En la actualidad algunas de las bandas más usadas están centradas en 77 GHz, 24 GHz, o 15 GHz.

La banda centrada a 77 GHz nos podría ofrecer una mayor precisión que otras bandas de frecuencias. Nos permite usar un mayor ancho de banda para la señal y por lo tanto, obtener una información más concreta del objetivo. Sin embargo esta banda de tan alta frecuencia dificulta el diseño de los dispositivos radiantes y de los equipos que se encargan de generar y procesar la señal. Su coste económico es alto. Otra desventaja es que al ser una frecuencia tan alta la potencia requerida para su funcionamiento también será mayor, ya que, como ya sabemos, las pérdidas por propagación aumentan con el cuadrado de la frecuencia. Este es un requisito importante cuando quiere implantarse este sistema en un dispositivo autónomo como un vehículo. Hoy en día esta banda de frecuencia está reservada sólo a sistemas que necesiten gran precisión y su alto coste no suponga un problema insalvable.

Una segunda alternativa es la banda de frecuencia centrada en 24 GHz. Al no ser una banda tan alta como los 77 GHz, la precisión del sistema es menor, pero el coste no es tan alto. Los equipos de procesamiento para estas frecuencias tienen todavía un precio bastante elevado, por lo que se convierte en una alternativa demasiado cara para la banda de 77 GHz. La potencia necesaria para su funcionamiento sigue siendo alta, y el diseño de la antena también es complejo.

Por último la banda centrada en 15 GHz nos ofrece un sistema de buena precisión a un coste mucho más asequible. Los requerimientos energéticos también son significativamente menores y los equipos de procesamiento también serán más sencillos y baratos. El diseño del elemento del elemento radiante también resultará más sencillo, ya que no olvidemos que trabajamos con tamaños eléctricos del orden de  $\lambda_0/2$ , que a una frecuencia de 15 GHz, y en dieléctrico aire (permitividad prácticamente igual a 1):

$$\frac{\lambda_0}{2}(f = 15\text{GHz}) = 10 \text{ mm}$$

$$\frac{\lambda_0}{2}(f = 24\text{GHz}) = 6.25 \text{ mm}$$

$$\frac{\lambda_0}{2}(f = 77\text{GHz}) = 1.95 \text{ mm}$$

En bandas superiores el tamaño eléctrico nos dificultaría bastante el diseño y la posterior fabricación, teniendo que recurrir a técnicas más complejas. Esta circunstancia dificultaría la construcción de la antena, como ya hemos comentado anteriormente.

Uno de los objetivos de este proyecto debe ser demostrar la viabilidad de estos dispositivos para su utilización e implantación, por lo que debe tener un coste razonable y un buen funcionamiento.

También un aspecto importante será el ancho de banda utilizado por nuestro dispositivo. Dependerá de la frecuencia usada; a mayor frecuencia de trabajo, mayor ancho de banda. En comunicaciones un mayor ancho de banda es deseable ya que nos proporciona una mayor tasa binaria, pero para un sistema radar el ancho de banda también es importante. No cabe duda que la emisión de un eco en una banda más ancha nos proporciona mayor información en la respuesta, ya que el análisis del desplazamiento doppler aparece con mayor claridad.

Para analizar cada caso, realizaremos diseños teóricos para cada banda de frecuencia de las anteriormente citadas, y decidiremos en base a la relación prestaciones-complejidad-coste.

Para implementar un sistema radar, podemos utilizar los tipos de polarización habituales, pero para algunas aplicaciones concretas, puede ser beneficioso, la utilización de una polarización determinada. Para las necesidades generales, podemos usar tanto polarizaciones horizontales como verticales. Podemos aplicar una polarización lineal, para detectar superficies metálicas, como en el caso de radares aéreos, o de control de velocidad.

La polarización circular es adecuada para minimizar la interferencia causada por la lluvia, pero como es lógico no puede usarse para radares meteorológicos, que lo que buscan es cuantificar las precipitaciones.

También podemos optar por una polarización aleatoria, que cambie en el tiempo, es decir, se hace funcionar el radar un espacio de tiempo con un tipo de polaridad, y en el siguiente espacio de tiempo se cambia a otro tipo de polaridad. Este funcionamiento es adecuado para detectar superficies irregulares. Es una técnica usada en radares de navegación.

La dirección de apuntamiento de la antena, dependerá de las necesidades del sistema. En sistemas que necesiten explorar una región amplia, puede optarse por un barrido mecánico, es decir moviendo físicamente la antena, o con un barrido electrónico, cambiando mediante la alimentación, la dirección de apuntamiento.

Podemos encontrar sistemas que no necesiten cambiar esta dirección, es decir que siempre tengan que analizar la misma zona, por lo que simplemente colocaremos el máximo de radiación (ya sea broadside o no) en esa dirección.

### 2.3.2. Antena microstrip

Una vez hemos descrito las principales características de la tecnología microstrip, para el diseño de líneas de transmisión y de antenas, debemos comenzar a concretar nuestro estudio.

Para el diseño del elemento radiante, debemos decidir en primer lugar:

- Forma del parche: En principio podríamos optar por cualquier forma de las nombradas anteriormente, pero ya que los parches cuadrados o rectangulares son los más comunes y sencillos.
- Tipo de alimentación: Puede resultar interesante el estudio de la alimentación por proximidad en nuestra banda de frecuencia.

Si partimos de un método de alimentación por proximidad, y una estructura del parche cuadrada o rectangular, los parámetros que debemos definir son los siguientes:

Tamaño del parche: Si nos decidimos por un parche cuadrado, el alto y el ancho serán iguales. Sin embargo en ocasiones podemos optar por parches rectangulares para mejorar la adaptación, la ganancia, u obtener un diagrama de radiación más adecuado a nuestras premisas. Llamaremos 'L' a la dimensión del parche en el sentido de la línea de alimentación, y 'W' a la dimensión del parche en el sentido perpendicular de la línea de alimentación.

Permitividad del sustrato superior: Al tener dos sustratos debemos definir la permitividad de cada uno de ellos. El sustrato superior, debe tener una permitividad baja en relación con la permitividad del sustrato inferior. Esto hecho reduce la permitividad efectiva de la antena, lo que permite que el campo esté menos confinado y mejorar la eficiencia. Llamaremos ' $\epsilon_{sup}$ ' a este valor.

Grosor del sustrato superior: Grosor del sustrato sobre el que va impreso el parche. Debe ser ancho en relación al grosor del sustrato inferior. Llamaremos ' $h_{sup}$ ' a este valor

Permitividad del sustrato inferior: Permitividad del sustrato sobre el que está impresa la línea de alimentación. Debe ser baja en relación a la permitividad del sustrato superior. Llamaremos ' $\epsilon_{inf}$ ' a este valor.

Grosor del sustrato inferior: Grosor del sustrato sobre el que va impresa la línea de alimentación. Debe ser estrecho en relación al grosor del sustrato superior. Llamaremos ' $h_{inf}$ ' a este valor.

Grosor del plano conductor: Grosor del plano de masa situado bajo el sustrato inferior. Llamaremos ' $t_{ground}$ ' a este valor.

Grosor del conductor impreso: Grosor del conductor impreso que forma el parche y la línea de alimentación. Llamaremos ' $t_{line}$ ' a este valor.

Longitud de la línea de alimentación: Longitud total de la línea de alimentación. Llamaremos 'l' a este valor.

Distancia de penetración bajo el parche: Longitud de la línea de alimentación que se sitúa bajo el parche. Llamaremos 's' a este valor.

Ancho de la línea de alimentación: Ancho del conductor impreso de la línea de alimentación. Llamaremos 'w' a este valor.

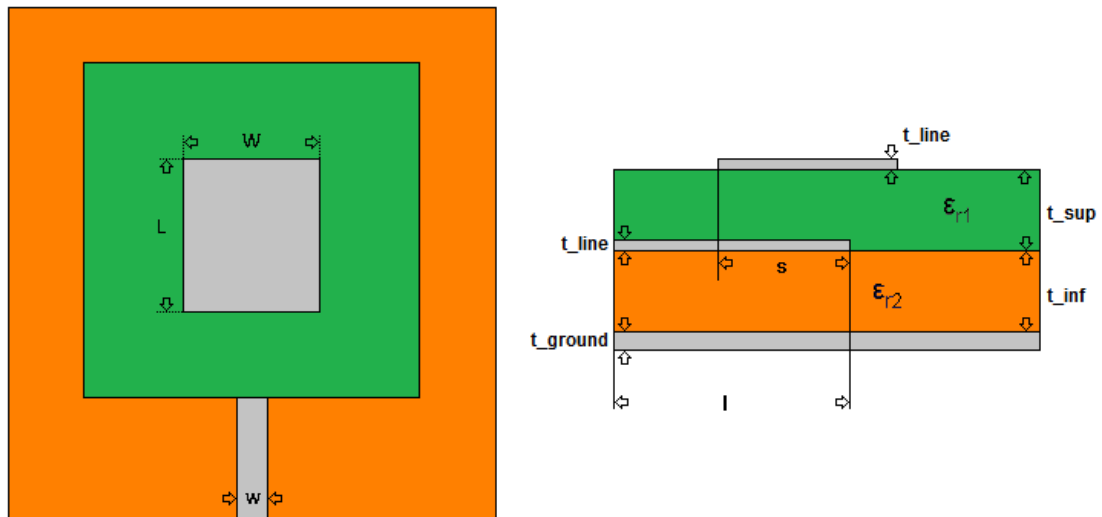


Figura 36: Estructura de una antena de parche con alimentación por proximidad.



## 2.4. Presentación de los modelos

### 2.4.1. Modelo 1

Como ya hemos comentado con anterioridad, presentaremos los modelos, que con ayuda del software CST Microwave Studio, hemos simulado el elemento aislado. Los parámetros que debemos fijar se detallaron en el punto anterior. Se van a implementar diseños en las diferentes bandas de frecuencias expuestas, y se optará por el modelo que mejor cumple las especificaciones. Antes de especificar medidas fijas, estudiaremos los sustratos que podemos usar. Evidentemente, algunos de ellos no se utilizarán en la simulación, bien por no ser adecuados para el diseño, o porque no disponemos físicamente de ellos. Algunos ejemplos se describen a continuación:

	Permitividad ( $\epsilon_r$ )	Grosor (h) (mm)
sustrato 1	1	0.5
sustrato 2	1	1
sustrato 3	1	2
sustrato 4	2.2	0.5
sustrato 5	2.2	1
sustrato 6	2.2	2
sustrato 7	4.5	0.5
sustrato 8	4.5	1
sustrato 9	4.5	2

Tabla 2: Permitividad y grosor de los sustratos disponibles

Los sustratos mayores a 2 mm fueron descartados, al tratarse de un diseño que trabaja en un rango de frecuencias muy alto, y los dieléctricos con grosores mayores, representaban unas altas pérdidas. Además para el diseño as antenas de parche suelen utilizarse con dieléctricos con permitividades bajas, para conseguir una mayor capacidad de radiación

Los sustratos de mayor permitividad que 4.5 fueron igualmente desestimados para no tener permitividades elevadas, ya que la longitud de onda guiada ( $\lambda_g$ ) se reduce al aumentar la permitividad, según la relación:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

dónde:

$\lambda_g$	Longitud de onda guiada
$\lambda_0$	Longitud de onda en el vacío
$\epsilon_{eff}$	Permitividad efectiva

La permitividad efectiva se define como:

$$\epsilon_{eff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2 \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{10 \cdot h}{W}\right)}}$$

dónde:

$\epsilon_{eff}$	Permitividad efectiva
$\epsilon_r$	Permitividad relativa
h	Grosor del dieléctrico
w	Grosor de la línea conductora

A continuación presentaremos los modelos simulados. Todos los modelos tienen en común la alimentación por proximidad, y el grosor de los conductores (plano de masa y metalizaciones impresas).

El primer modelo, tiene los siguientes parámetros:

Este primer diseño funciona en la banda de los 15 GHz. Las dimensiones físicas del parche y su línea de alimentación están detalladas en esta tabla:

	Valor
Frecuencia central (GHz)	15
Permitividad superior ( $\epsilon_{sup}$ )	2.2
Grosor del dieléctrico superior ( $h_{sup}$ ) (mm)	1
Permitividad inferior ( $\epsilon_{inf}$ )	2.2
Grosor del dieléctrico inferior ( $h_{inf}$ ) (mm)	1
Largo del parche (L) (mm)	4.5
Ancho del parche (W) (mm)	4.5
Longitud de la línea de alimentación (l) (mm)	8.7
Penetración bajo el parche (s) (mm)	2.25
Ancho de la línea de alimentación (w) (mm)	1

Tabla 3: Dimensiones y características del Modelo 1

A través de las gráficas que nos proporciona la simulación con el software CST Microwave Studio, analizaremos el comportamiento de este diseño:

En este primer esquema, vemos la implementación del modelo en el simulador

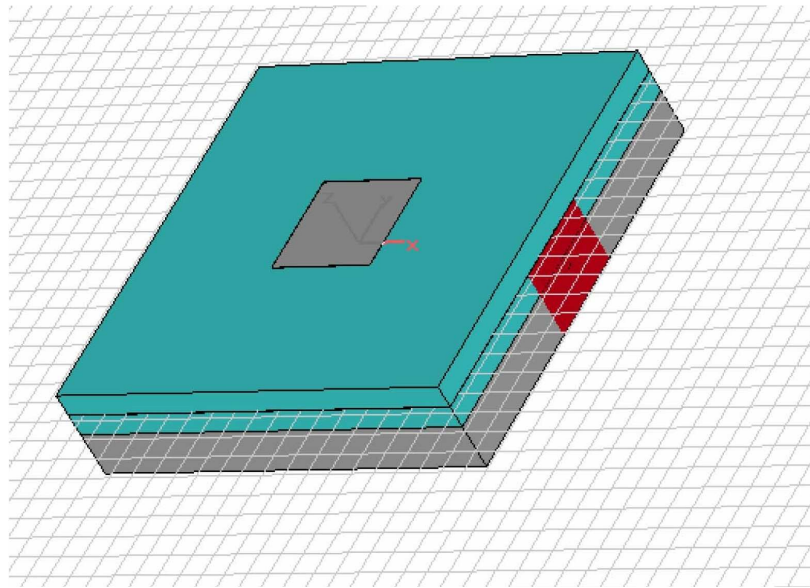


Figura 37: Vista principal del Modelo 1

Podemos observar en la figura las dos capas de dieléctrico. Normalmente representamos cada sustrato con un color distinto, pero en este caso, es el mismo en la capa inferior y en la superior. El parche en este caso es cuadrado

El rectángulo rojo que vemos en el lateral nos indica la posición y tamaño del puerto de alimentación. Para la simulación hemos usado un puerto de guíaonda, que en el software lleva el nombre de “waveguide port”. Se definido el ancho de este puerto, tomado como referencia siempre este valor:

$$Ancho\_puerto = \frac{3 \cdot w}{2}$$

La línea de alimentación tiene una longitud total de 8.7 mm, de los cuales, 2.25 mm están “bajo” el parche. Esto significa que la línea finaliza exactamente en la mitad del largo del parche. Es importante comentar este aspecto, ya que este parámetro servirá para ajustar la adaptación y funcionamiento del dispositivo, en otros diseños.

Las dos capas de material dieléctrico, están formadas por el mismo sustrato, con permitividad  $\epsilon = 2.2$  y grosor  $h = 1$  mm (sin pérdidas).

Una vez hemos realizado el diseño gráficamente debemos configurar los siguientes parámetros de simulación. En primer lugar definimos la banda de frecuencias de la simulación. Evidentemente nuestra frecuencia de trabajo debe encontrarse en este rango, así como una banda de frecuencias alrededor de la misma, para ver la respuesta del parche en los alrededores de esta frecuencia de trabajo.

Se definen las condiciones de contorno de la simulación. En nuestro caso utilizaremos espacio abierto para simular el funcionamiento en las condiciones más realistas posibles.

Se diseña la línea de alimentación de la antena para que tenga  $50 \Omega$ , que es la impedancia que presentan los elementos que se acoplarán posteriormente a la antena.

Una vez hemos fijado estos criterios, la simulación comenzará pudiendo obtener algunas gráficas de interés como las que analizaremos a continuación.

En esta gráfica vemos la representación del parámetro  $S_{11}$ , que nos da una idea de cómo se transfiere la potencia al dispositivo radiante en función de la frecuencia. En realidad este parámetro indica la potencia reflejada por el elemento (línea de alimentación + parche).

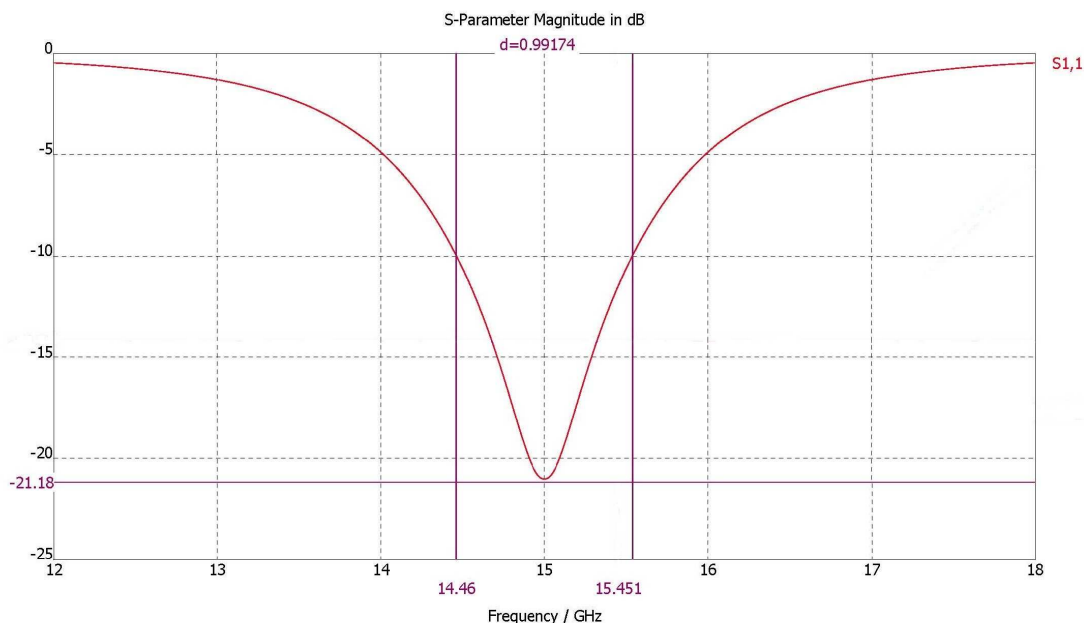


Figura 38: Análisis del parámetro  $S_{11}$  del Modelo 1

Esta gráfica nos da una idea del ancho de banda de la antena, que normalmente se fija como el rango de frecuencias de la antena que está por debajo de -10 dB. En este caso las frecuencias que están adaptadas por debajo de -10 dB es la banda comprendida entre 14.4 GHz y 15.4 GHz, por lo que el ancho de banda es de aproximadamente 1 GHz. Algo razonable al tratarse de antenas de parche, ya que su ancho de banda típico suele situarse en torno al 5-7 % y en nuestro caso es de 6.7 %. La adaptación máxima se da aproximadamente a 15 GHz y es de -21.18 dB (es decir sólo se refleja el 0.8 % de la potencia total).

Otro aspecto fundamental en el proceso de simulación es el análisis del diagrama de radiación:

En estas figuras podemos ver dichos diagramas expresados en 3 dimensiones, y en dos dimensiones (en coordenadas polares y en coordenadas esféricas).

Normalmente se utilizan los diagramas en 2 dimensiones (dividiendo el espacio en planos), pero en este caso, al tratarse de diagramas de radiación bastante estables (característica común de las antenas de parche), no es necesario el estudio en todos los planos.

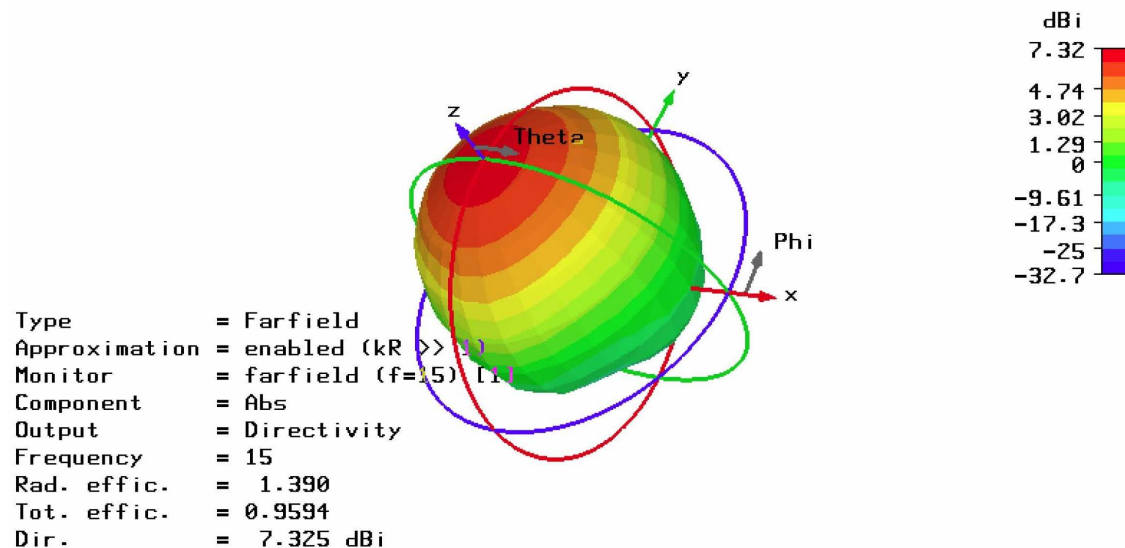


Figura 39: Diagrama de radiación en 3 dimensiones del Modelo 1

Este diagrama de radiación nos muestra la forma en la que se reparte la energía de la antena, en las direcciones del espacio. Si tenemos nuestra antena en el plano XY apuntado hacia la parte positiva de 'Z', tendremos el lóbulo principal apuntando directamente en dirección al eje z. Es importante destacar que para la realización de este diagrama se usa la escala logarítmica.

El texto situado a la izquierda de la imagen, nos ofrece datos sobre lo que estamos calculando. En un diagrama en “campo lejano”, a la frecuencia de 15 GHz. El parámetro a estudiar en este caso es la directividad. Nos proporciona su valor, y además otros de gran interés como la eficiencia de radiación o la eficiencia total.

Sin duda puede parecer extraño que un valor de eficiencia supere el valor 1, es decir que sea mayor al 100 %, ya que no tiene sentido desde el punto de vista físico. Este fenómeno se explica porque el software CST realiza aproximaciones para el cálculo de la directividad y la ganancia de la antena, y usa la fórmula que relaciona ambas con la eficiencia para su cálculo. Además pueden acumularse errores numéricos. Dicha fórmula es:

$$G = e \cdot D \rightarrow e = \frac{G}{D}$$

dónde:

$G$       Ganancia de la antena  
 $e$         Eficiencia  
 $D$         Directividad

En la siguiente figura vemos el diagrama de radiación en dos dimensiones en coordenadas polares. Este diagrama es típicamente el más usado para la descripción de las características de las antenas. En el podemos observar la dirección de máximo apuntamiento, el valor de la directividad (en este caso magnitud del lóbulo principal), y el reparto para cada dirección.

En el texto detallado en la parte inferior izquierda de la gráfica aparecen estos datos concretos, y además la anchura a 3 dB. Este es un parámetro fundamental para el análisis de las antenas. Nos marca la anchura del haz principal que cae -3 dB, respecto a al valor máximo de radiación

En el diagrama de radiación en coordenadas polares también puede observarse el componente de radiación trasera de las antenas. Este componente es crítico en el diseño de antenas de parche, bien porque desee minimizarse por razones de rendimiento (la potencia que se radia hacia atrás no se radia hacia delante) o por razones de seguridad (por ejemplo la antena de un teléfono móvil, ya que la parte trasera de la antena estará a escasa distancia de la cabeza del usuario, y las radiaciones sobre las personas deben reducirse al mínimo).

Podemos ver en el diagrama que la magnitud de la radiación trasera es de aproximadamente -10 dB.

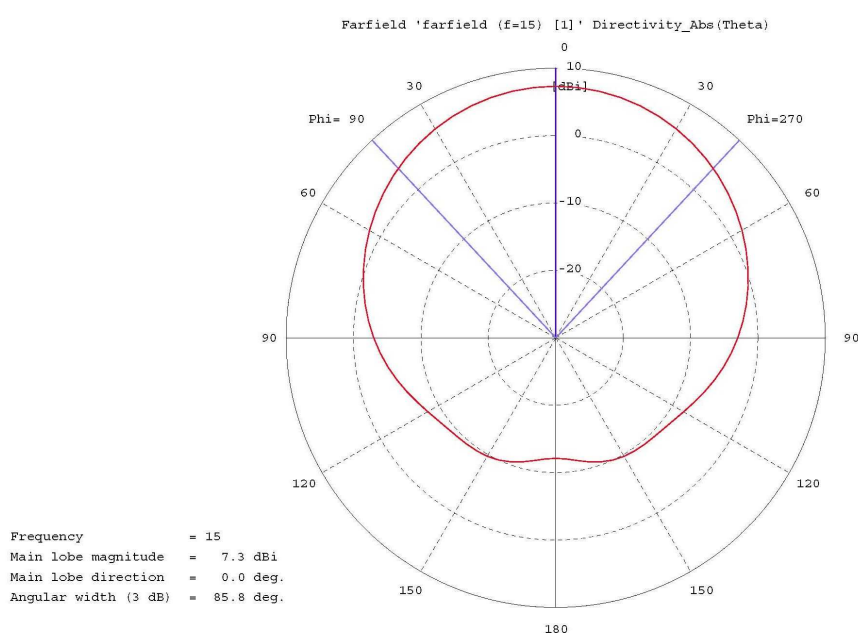


Figura 40: Diagrama de radiación en coordenadas polares del Modelo 1

En la tercera gráfica (Figura 44) vemos el diagrama de radiación en dos dimensiones en coordenadas cartesianas. Es típico su uso cuando calculamos de forma analítica, los parámetros de la antena. Normalmente se suele desgranar en los tres planos del espacio cartesiano (XY, XZ, YZ), con su correspondencia en coordenadas esféricas ( $r, \theta, \phi$ ).

Con este diagrama podemos observar la dirección de apuntamiento, la magnitud del lóbulo principal, las situaciones y magnitud de los lóbulos secundarios (si los hubiera) y la situación de los nulos de radiación. También podemos obtener, al igual que el diagrama de coordenadas polares, el ancho de banda a 3 dB, que en este caso, al estar generado con una escala lineal, será:

$$DR(\theta = 0) = 5.37 \quad \rightarrow \quad DR(\theta = \theta_{3dB}) = 2.685 \quad \rightarrow \quad \theta_{3dB} = 42.9^\circ$$

$$\text{Ancho a 3 dB} = 2 \cdot \theta_{3dB} = 2 \cdot 42.9^\circ = 85.8^\circ$$

Este diagrama, como hemos dicho anteriormente, está calculado en escala lineal, para observar una mayor diferencia entre los máximos y los nulos.

En la parte superior derecha podemos ver el valor que toma el ángulo “phi” ( $\varphi$ ). En este caso  $\varphi = 90^\circ$ , por lo que el plano que se está analizando es el YZ.

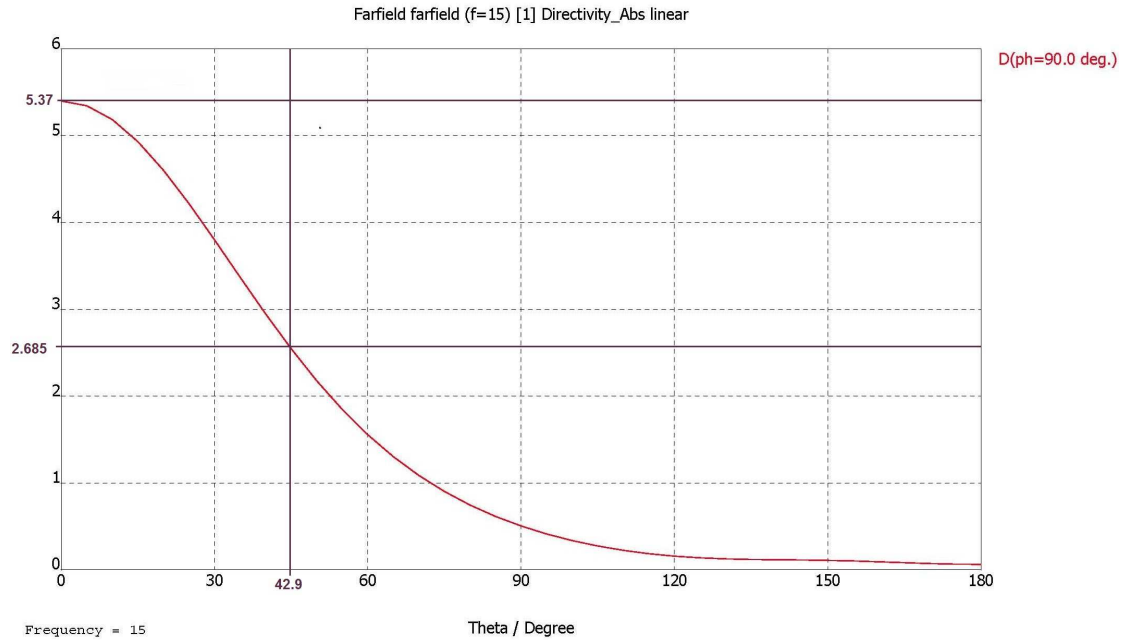


Figura 41: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del Modelo 1

En la siguiente tabla, como información adicional, se relacionan los planos cartesianos con los valores de “theta” ( $\theta$ ), y “phi” ( $\varphi$ ).

Plano Cartesiano	Valores de $\theta$ y $\varphi$
XY	$\theta = \frac{\pi}{2}$ y $\varphi \in [0, 2\pi]$
XZ	$\theta \in [0, \pi]$ y $\varphi = 0$
YZ	$\theta \in [0, \pi]$ y $\varphi = \frac{\pi}{2}$

Tabla 4: Relación entre planos en coordenadas cartesianas y coordenadas esféricas

### 2.4.2. Modelo 2

En este siguiente modelo, también se ha ajustado el diseño a 15 GHz, similar al anterior, pero aumentando el grosor de los sustratos a 2 mm.

Como antes, ambos sustratos están formados por el mismo material dieléctrico que en el diseño anterior, con una permitividad  $\epsilon = 2.2$ .

Las dimensiones de este modelo son las que se muestran a continuación.

	Valor
Frecuencia central (GHz)	15
Permitividad superior ( $\epsilon_{\text{sup}}$ )	2.2
Grosor del dieléctrico superior ( $h_{\text{sup}}$ ) (mm)	2
Permitividad inferior ( $\epsilon_{\text{inf}}$ )	2.2
Grosor del dieléctrico inferior ( $h_{\text{sup}}$ ) (mm)	2
Largo del parche (L) (mm)	4
Ancho del parche (W) (mm)	6
Longitud de la línea de alimentación (l) (mm)	8.9
Penetración bajo el parche (s) (mm)	2.4
Ancho de la línea de alimentación (w) (mm)	1

Tabla 5: Dimensiones y características del Modelo 2

Las dimensiones del parche han variado un poco, y en este caso se ha dado una forma rectangular para adaptar mejor la antenna. También la línea de alimentación es un poco mayor. Ahora la alimentación bajo el parche no es simétrica, ya que la línea no finaliza en la mitad del largo del parche. Sobrepasa en 0.4 mm al eje transversal del parche, para conseguir una mejor adaptación.

En la siguiente figura podemos observar el aspecto del elemento radiante

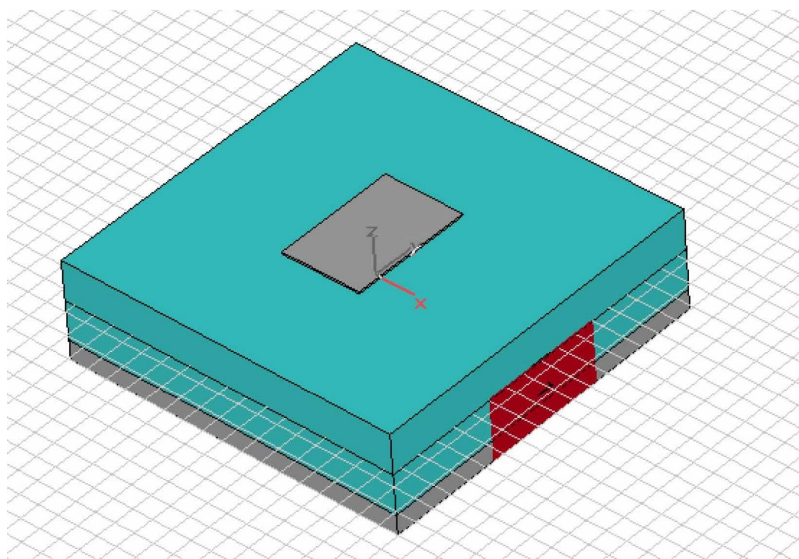


Figura 42: Vista principal del Modelo 2



La estructura de la antena, es similar a la del ejemplo anterior. El puerto de alimentación también es de tipo guía onda.

Se ha modificado el tamaño y la forma del parche. Estos cambios se producen para ajustar la adaptación en la banda de interés

A continuación vemos el parámetro  $S_{11}$ , en función de la frecuencia.

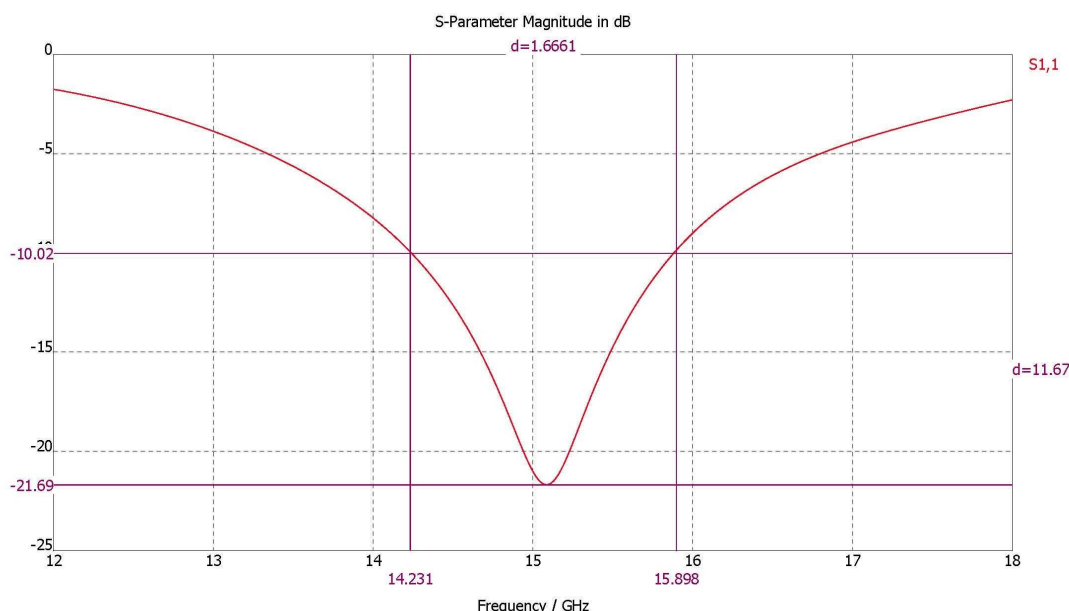


Figura 43: Análisis del parámetro  $S_{11}$  del Modelo 2

Observando el gráfico nos damos cuenta que la banda de trabajo de la antena (frecuencias que tengan su respuesta por debajo de -10 dB), se centra aproximadamente en 15.1 GHz, y comprende el rango de frecuencias entre 14.2 GHz y 15.9 GHz, por lo que el ancho de banda es de 1.7 GHz, es decir un 11.1 % de la frecuencia de trabajo. Es un valor superior a lo normal en una antena de parche (entre un 5 y un 8%).

La adaptación máxima tiene lugar en aproximadamente 15.1 GHz, con un valor del parámetro  $S_{11} = -21.69$  dB, o lo que es lo mismo, reflexión del 0.68 % de la potencia incidente a la antena. Es un resultado similar al obtenido en el Modelo 1.

Situando el parche en el plano XY ( $\theta = \pi / 2$  y  $\varphi \in [0, 2\pi]$ ), la dirección de máxima radiación sigue la dirección del eje z.

En cuanto a la directividad, en este modelo, el valor es inferior. Esta pérdida de directividad, si es un parámetro (negativo en este caso) para la decisión entre un modelo y otro.

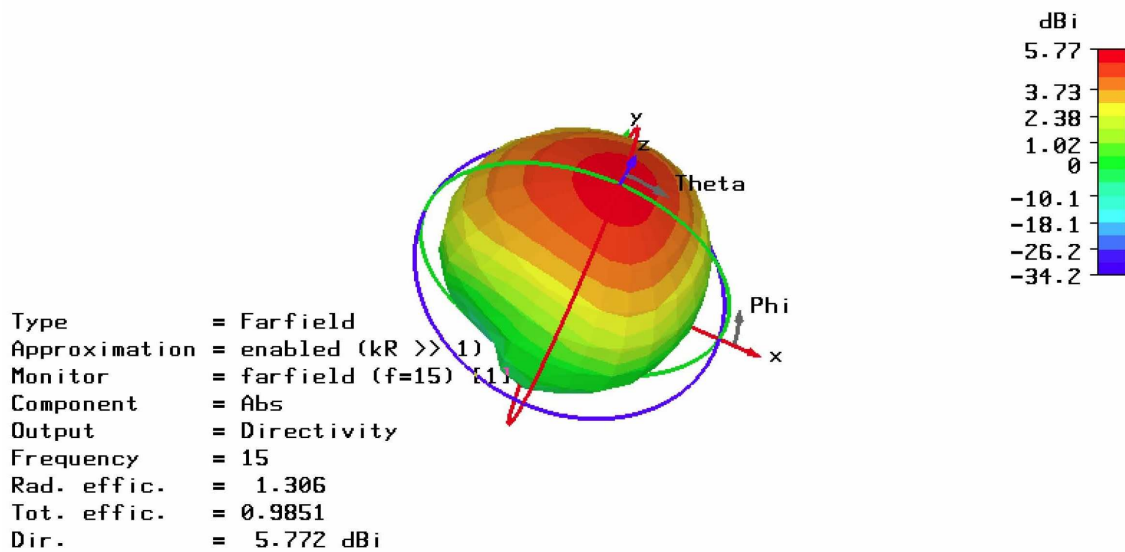


Figura 44: Diagrama de radiación en 3 dimensiones del Modelo 2

En la siguiente figura aparece el diagrama de radiación en dos dimensiones en coordenadas polares. Vemos, al igual que el diagrama en tres dimensiones, que la dirección de apuntamiento es perpendicular al plano de la antenna.

También observamos que el ancho de banda a 3 dB es mayor, lo que es coherente con una menor directividad.

La radiación trasera se reduce situándose en torno a los -16 dB.

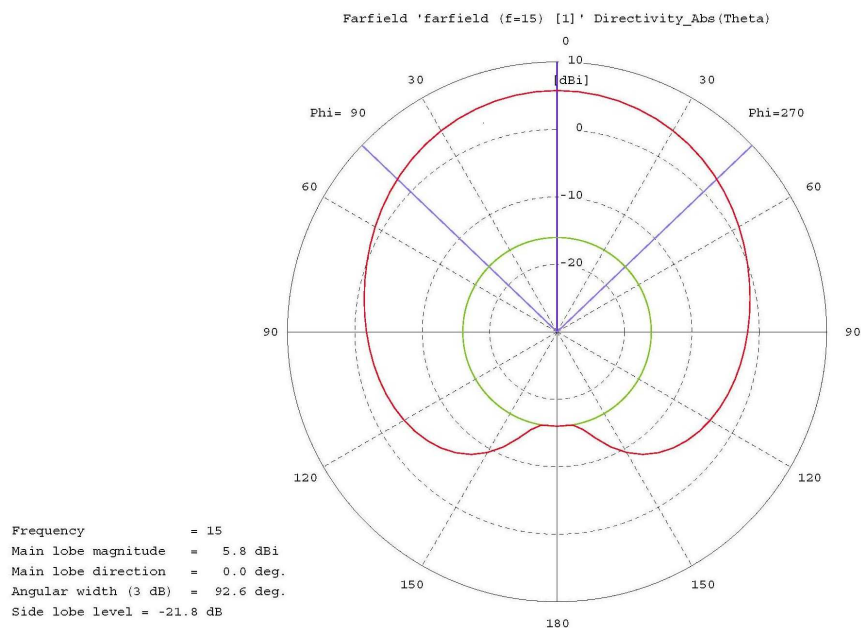


Figura 45: Diagrama de radiación en coordenadas polares del Modelo 2

En el diagrama en dos dimensiones en coordenadas esféricas, puede verse, al igual que en los anteriores, que la dirección de apuntamiento corresponde a la dirección del eje 'z' ( $\theta = 0$ ). Podemos ver el ancho de banda a 3 dB en este diagrama y corroborar numéricamente lo calculado en la simulación.

$$DR(\theta=0)=3.8 \rightarrow DR(\theta=\theta_{3dB})=1.9 \rightarrow \theta_{3dB}=46.3^\circ$$

$$\text{Ancho a 3 dB} = 2 \cdot \theta_{3dB} = 2 \cdot 46.3^\circ = 92.6^\circ$$

Como en el Modelo 1, el diagrama de radiación se está analizando el plano definido por  $\phi = 90^\circ$ , es decir en el plano cartesiano YZ.

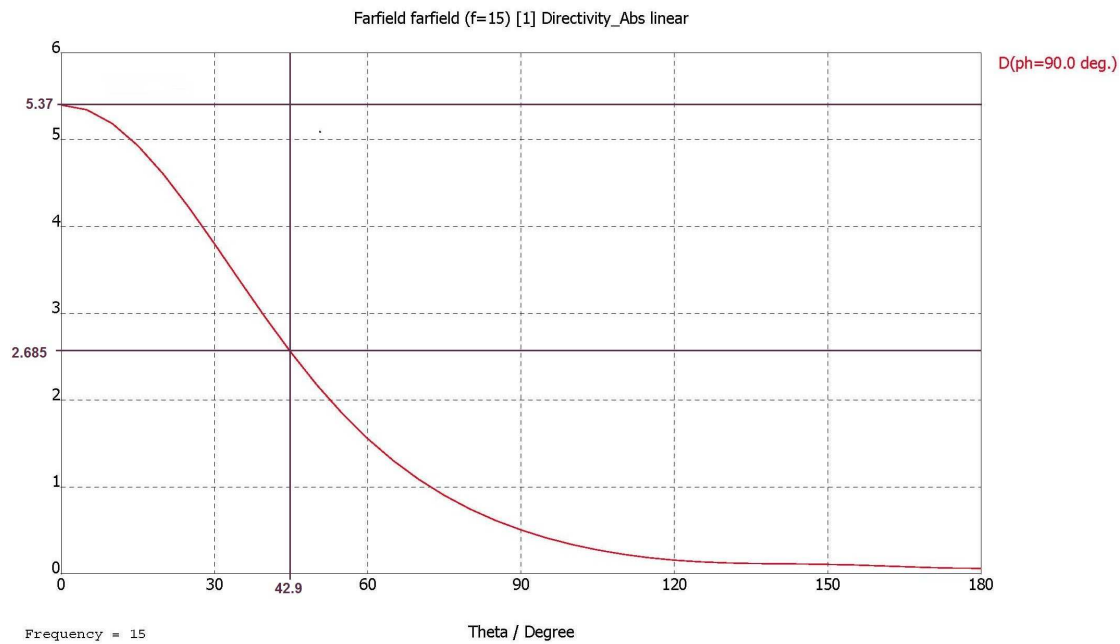


Figura 46: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del Modelo 2

### 2.4.3. Modelo 3

Para el diseño de este modelo, también se pretende su funcionamiento en la banda de 15 GHz. Se ha intentado mejorar el funcionamiento de los otros modelos, reduciendo el grosor de los sustratos, y usando dieléctricos diferentes.

En este caso, hemos reducido el grosor de ambas capas de dieléctrico a 0.5 mm, y hacer más sencilla la adaptación del parche a la frecuencia deseada. También hemos usado un dieléctrico de permitividad 1 para la capa superior del sustrato, es decir sobre la que está impresa la antena.

Hemos reajustado las dimensiones del parche y de la línea de alimentación, y su posición para conseguir una mayor adaptación en este escenario. Se describen en la siguiente tabla los valores de los parámetros.

	Valor
Frecuencia central (GHz)	15
Permitividad superior ( $\epsilon_{\text{sup}}$ )	1
Grosor del dieléctrico superior ( $h_{\text{sup}}$ ) (mm)	0.5
Permitividad inferior ( $\epsilon_{\text{inf}}$ )	4.5
Grosor del dieléctrico inferior ( $h_{\text{inf}}$ ) (mm)	0.5
Largo del parche (L) (mm)	7
Ancho del parche (W) (mm)	7
Longitud de la línea de alimentación (l) (mm)	8
Penetración bajo el parche (s) (mm)	4
Ancho de la línea de alimentación (w) (mm)	1

Tabla 6: Dimensiones y características del Modelo 3

Como vemos el tamaño del parche ha aumentado respecto a los modelos anteriores, lo cual era esperable, ya que el dieléctrico tiene una permitividad menor, y por lo tanto la longitud de onda guiada ( $\lambda_g$ ) es mayor. Además ahora tiene una geometría cuadrado con un lado de 7 mm.

La línea de alimentación penetra 4 mm bajo el parche, es decir que sobrepasa 0.5 mm el eje transversal de simetría del parche. Esta variación se produce también para aumentar el nivel de adaptación.

En esta ilustración podemos apreciar el parche, su puerto de alimentación y el grosor de los dieléctricos. Se ha optado por aplicar colores diferentes a los sustratos, para resaltar que están formados por dieléctricos diferentes.

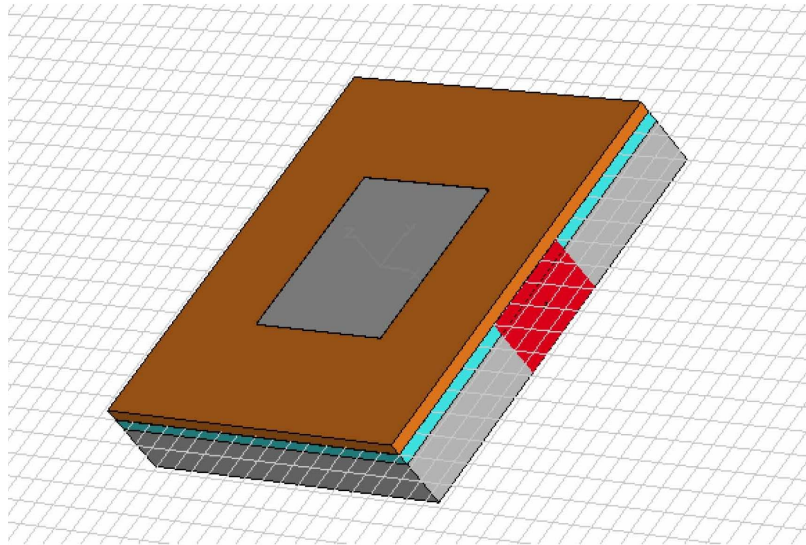


Figura 47: Vista principal del Modelo 3

Una vez tenemos el objeto definido en el entorno gráfico pasamos a la simulación, obteniendo las siguientes figuras.

En primer lugar observamos la gráfica correspondiente al “Módulo del Parámetro  $S_{11}$ ”. Esta gráfica nos da una idea de cómo resulta la adaptación del dispositivo. Vemos que a la frecuencia de 15 GHz la adaptación es muy buena, del orden de -38.82 dB, es decir que sólo se refleja el 0,013 % de la potencia de alimentación. Este valor es significativamente más bajo respecto a los modelos anteriores, lo que puede resultar decisivo a la hora de decidimos entre un modelo y otro.

La banda de funcionamiento, va desde los 14.4 GHz hasta los 15.4 GHz, es decir aproximadamente 1 GHz. El valor es similar al obtenido en el Modelo 1. Es un resultado razonable para una antena de parche, ya que se trata del 6.67% de la frecuencia de trabajo.

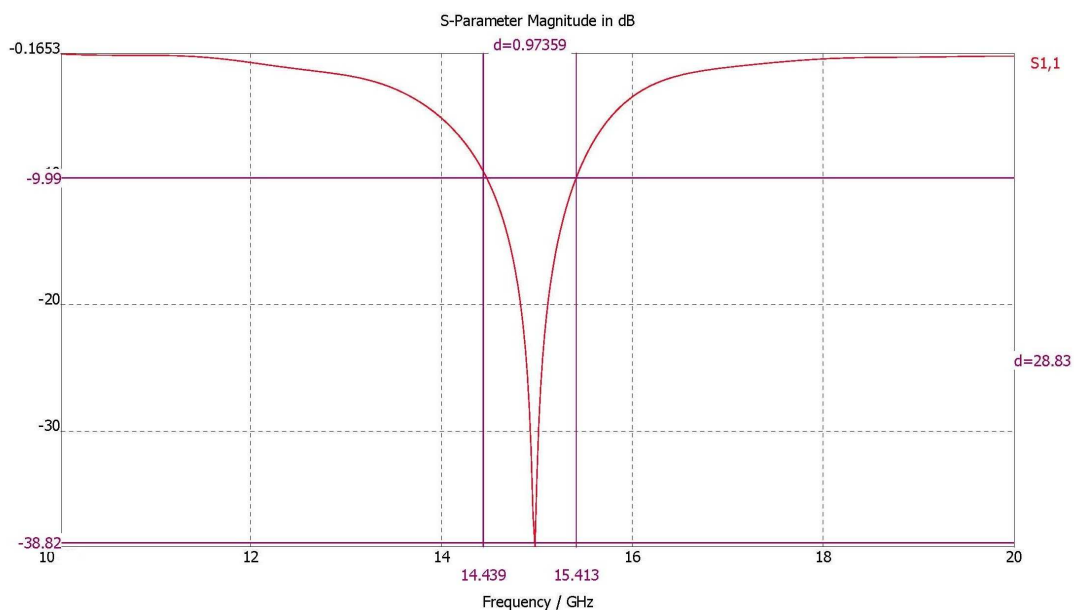


Figura 48: Análisis del parámetro  $S_{11}$  del Modelo 3

En las siguientes figuras podemos observar el comportamiento en radiación del parche, y sus características básicas. En esta primera gráfica vemos el diagrama de radiación en tres dimensiones en la zona de máxima radiación. Como en los modelos anteriores, la dirección máxima radiación coincide con el “eje z”, situando el parche en el plano XY. El comportamiento en radiación es típico de un parche, pero a su vez, tenemos un mayor valor para la directividad (8.48 dBi). Este valor es alto, respecto al rango normal en las antenas de parche, situado entre 5 y 7 dB. Dado que se persigue la mayor directividad posible en nuestro caso, este modelo será el más adecuado de los ya descritos.

Además vemos que los valores de la eficiencia de radiación y la eficiencia total, también son más elevados que en los modelos anteriores, lo que nos proporciona un mejor rendimiento, y a la postre, un mejor funcionamiento.

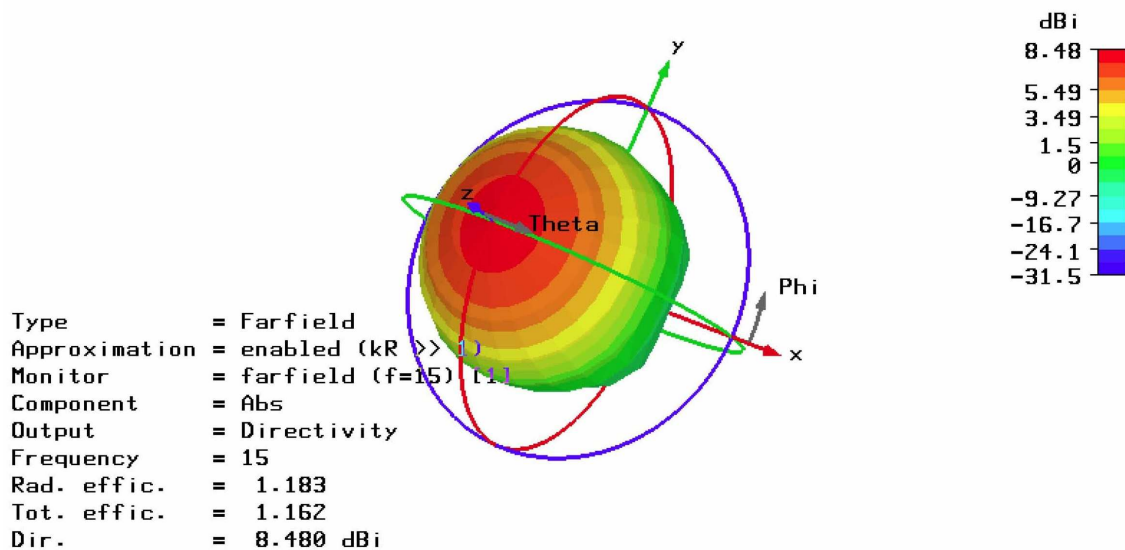


Figura 49: Diagrama de radiación en 3 dimensiones del Modelo 3

En esta segunda representación del diagrama de radiación, esta vez en coordenadas polares, podemos observar la dirección máxima de radiación y la magnitud de la radiación trasera. En este caso, la radiación trasera es de -14.22 dB, muy pequeño en relación al nivel de radiación delantera, que como ya hemos visto tiene una magnitud de 8.48 dBi.

Al igual que en los modelos anteriores, este lóbulo no se tiene en cuenta para la radiación de la antena, pero es importante que sea mínimo por razones de rendimiento y seguridad.

Así pues también obtenemos el valor del ancho a 3 dB, que en nuestro caso es 73.7°, un valor también típico para las antenas de parche, que presentan un haz ancho.

En esta tercera representación del diagrama de radiación, esta vez en dos dimensiones en coordenadas esféricas, vemos de nuevo la dirección de apuntamiento (correspondiente al valor de  $\theta = 0$ , es decir el eje z), y el ancho a 3 dB. En la gráfica hemos marcado los puntos característicos, y podemos comprobar numéricamente que ancho a 3 dB coincide con el calculado en el diagrama en coordenadas polares.

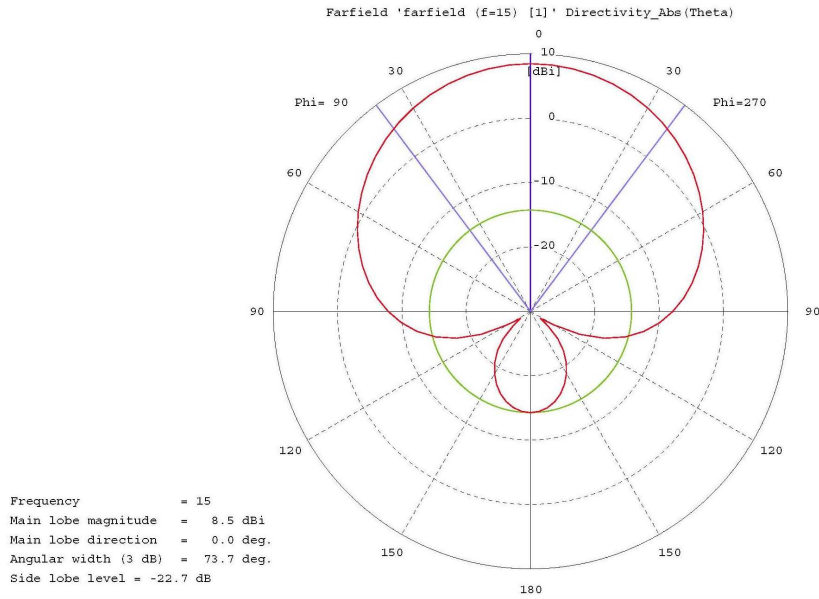


Figura 50: Diagrama de radiación en coordenadas polares del Modelo 3

A continuación se muestran los datos del ancho a 3 dB de la antena:

$$DR(\theta = 0) = 7.05 \rightarrow DR(\theta = \theta_{3dB}) = 3.525 \rightarrow \theta_{3dB} = 36.85^\circ$$

$$\text{Ancho a 3 dB} = 2 \cdot \theta_{3dB} = 2 \cdot 36.85^\circ = 73.7^\circ$$

Como ya hemos comentado en los anteriores modelos, este diagrama de radiación representa al plano YZ cartesiano, es decir cuando  $\phi = 90^\circ$ , en coordenadas esféricas.

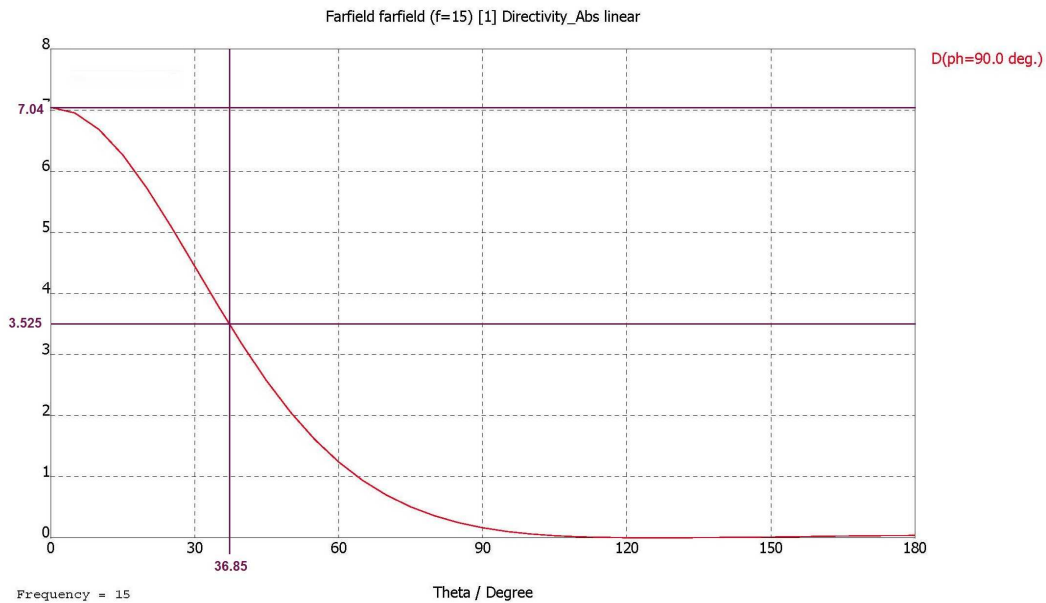


Figura 51: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del Modelo 3

#### 2.4.4. Modelos 4 y 5

A continuación vamos a exponer 2 modelos, en bandas superiores de frecuencia a 24 GHz y 77 GHz.

Estos diseños tienen como propósito, comenzar a analizar el funcionamiento del escalado en el diseño de antenas. Se trata de ver cómo partiendo de un modelo a 15 GHz se puede diseñar un elemento en una banda de frecuencia superior, manteniendo la estructura, y variando según la escala, las dimensiones de los componentes. Lógicamente este escalado no es tan directo como puede parecer, ya que se necesita un ligero ajuste de las dimensiones, para lograr una buena adaptación.

Lo que se espera es que al elevar la frecuencia de trabajo, el diseño y la fabricación se compliquen, debido al menor tamaño de los elementos.

En el primer caso presentamos el diseño en la banda de 24 GHz. Se ha optado por dos capas de sustrato formadas por el mismo dieléctrico, con permitividad 4.5 y grosor 0.25 mm. Se han elegido dieléctricos tan delgados para escalar los tamaños y conseguir adaptación.

El parche tiene forma rectangular, y la línea de alimentación tiene una longitud total de 2.6 mm, de los cuales 1.35 mm se sitúan bajo el parche. Esta línea rebasa el eje transversal del parche en 0.1 mm. Además el ancho de la línea es de 0.4 mm.

A continuación podemos ver las medidas del diseño:

	Valor
Frecuencia central (GHz)	24
Permitividad superior ( $\epsilon_{\text{sup}}$ )	4.5
Grosor del dieléctrico superior ( $h_{\text{sup}}$ ) (mm)	0.25
Permitividad inferior ( $\epsilon_{\text{inf}}$ )	4.5
Grosor del dieléctrico inferior ( $h_{\text{sup}}$ ) (mm)	0.25
Largo del parche (L) (mm)	2.5
Ancho del parche (W) (mm)	2
Longitud de la línea de alimentación (l) (mm)	2.6
Penetración bajo el parche (s) (mm)	1.35
Ancho de la línea de alimentación (w) (mm)	0.4

Tabla 7: Dimensiones y características del Modelo 4

Como podemos ver, estas medidas son significativamente más pequeñas que en el caso de 15 GHz, pero mantienen una relación entre ellas bastante similar.



En esta primera ilustración podemos ver el aspecto del parche, de los sustratos (del mismo color por tratarse del mismo sustrato) y del puerto de alimentación. A primera vista podemos observar que el aspecto es relativamente similar al diseño del 15 GHz, pero cabe resaltar que las medidas son sensiblemente inferiores. Esto nos permite justificar la utilización del método de escalado para el diseño de antenas a altas frecuencias partiendo de diseños a bajas frecuencias. Este método por supuesto no es exacto, y requiere de un pequeño ajuste para asegurar su funcionamiento a la frecuencia deseada.

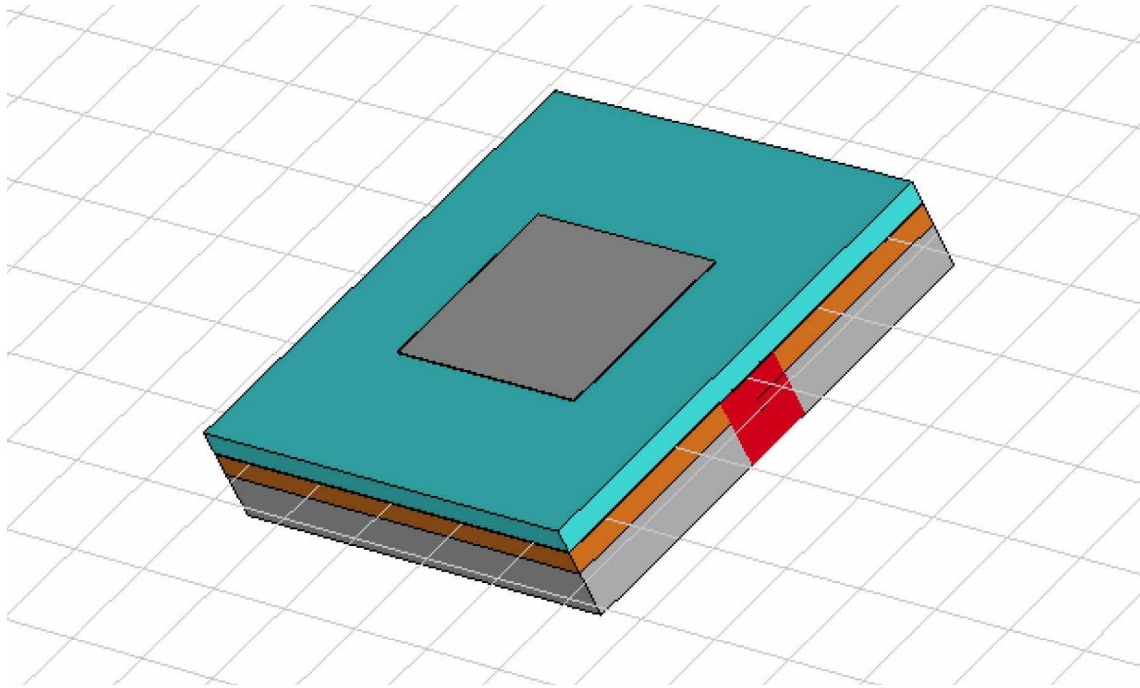


Figura 52: Vista principal del Modelo 4

En siguiente figura vemos la representación del parámetro  $S_{11}$  en la banda de 24 GHz. En este caso el ancho de banda es un poco menor en porcentaje, que no en magnitud absoluta, ya que es similar a los Modelos 1 y 3 en la banda de 15 GHz.

En este caso el ancho de banda es de 1 GHz, es decir un 4.17 % a la frecuencia de trabajo.

La antena también se encuentra bien adaptada, ya que a la frecuencia central de 24 GHz, el parámetro  $S_{11}$  es de -23.97dB, es decir el elemento refleja el 0.4 % de la potencia incidente.

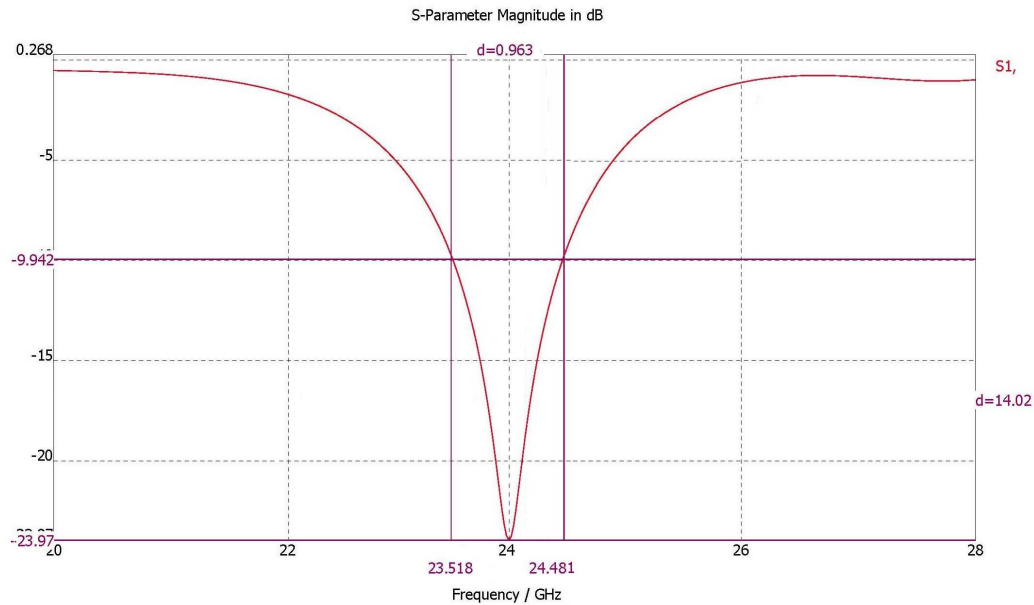


Figura 53: Análisis del parámetro  $S_{11}$  del Modelo 4

En esta gráfica se muestra el diagrama de radiación en tres dimensiones del elemento en este caso. La dirección máxima de radiación es el eje z, si colocamos el parche en el plano XY, es decir radia en la dirección perpendicular a su plano de situación. Esta situación es lo esperable, ya que en la teoría y en los ejemplos ya analizados, hemos observado el mismo comportamiento.

La directividad de la antena es de 6.1 dBi, valor que está dentro de los parámetros normales de un parche. Tanto los valores de eficiencia de radiación como de eficiencia total presentan unos valores altos, lo que nos da una idea que la antena tiene un comportamiento bueno.

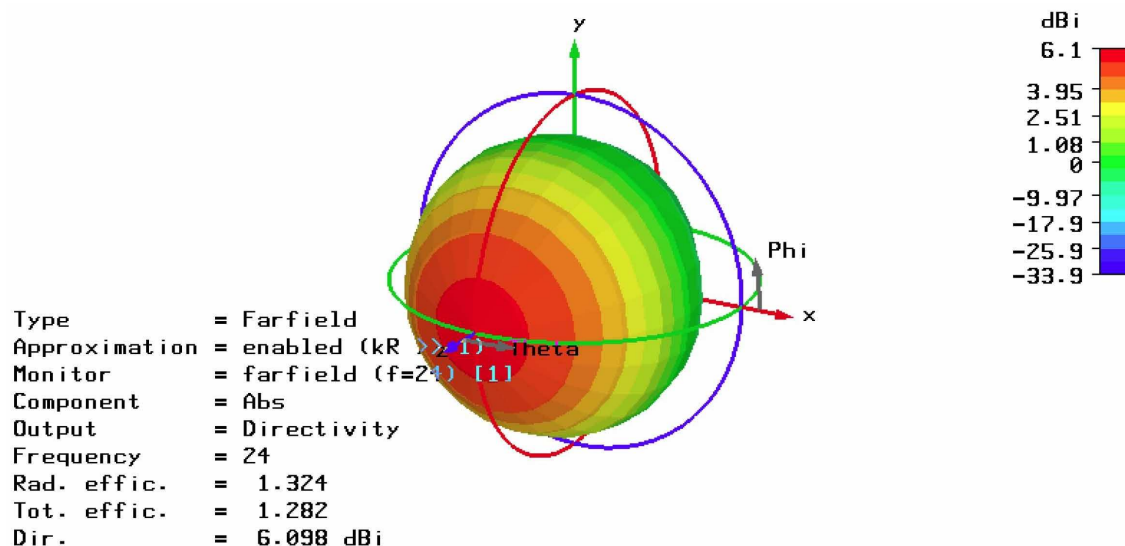


Figura 54: Diagrama de radiación en 3 dimensiones del Modelo 4

En el diagrama de radiación en coordenadas polares, vemos de nuevo que la dirección de máxima de radiación está en el plano perpendicular al plano de la antenna. Además podemos observar el típico diagrama de un parche caracterizado por la uniformidad del diagrama, y el gran ancho a 3 dB (en este caso 98.9°).

La radiación trasera, sin embargo no se encuentra tan minimizada como en modelos anteriores. La antenna presenta un SLL (Side Lobe Level) de -13.1 dB, lo que nos deja con una magnitud del lóbulo trasero (secundario) de -7dB.

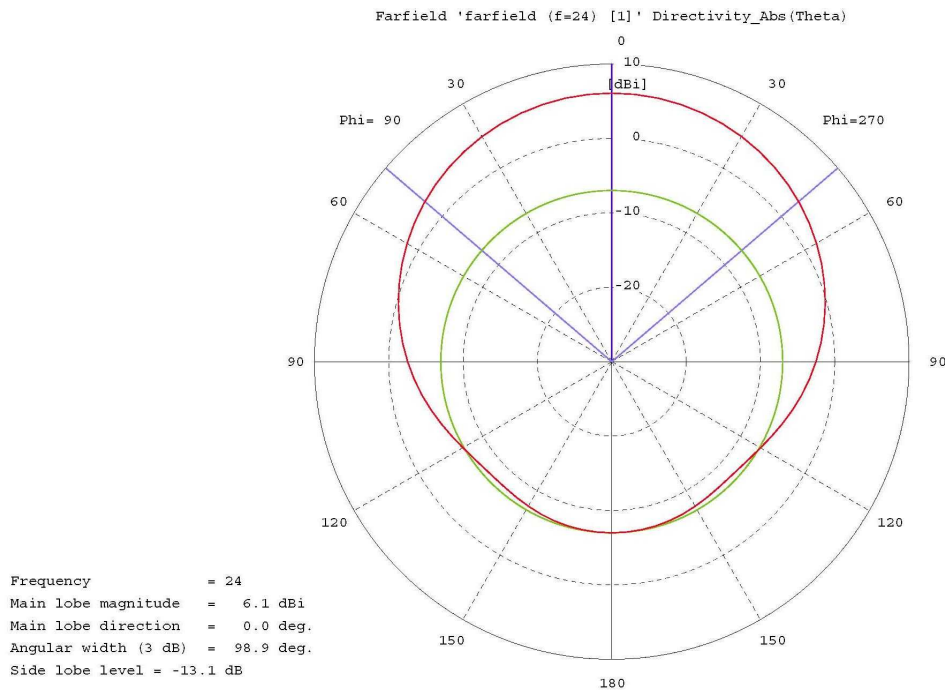


Figura 55: Diagrama de radiación en coordenadas polares del Modelo 4

Por último el diagrama en dos dimensiones en coordenadas esféricas. Podemos observar la magnitud del lóbulo principal (en escala lineal es 4.07). Podemos observar además la anchura a 3 dB, y ver numéricamente que es la misma que nos proporciona el software de simulación.

$$DR(\theta = 0) = 4.07 \rightarrow DR(\theta = \theta_{3dB}) = 2.035 \rightarrow \theta_{3dB} = 49.45^\circ$$

$$\text{Ancho a 3 dB} = 2 \cdot \theta_{3dB} = 2 \cdot 49.45^\circ = 98.9^\circ$$

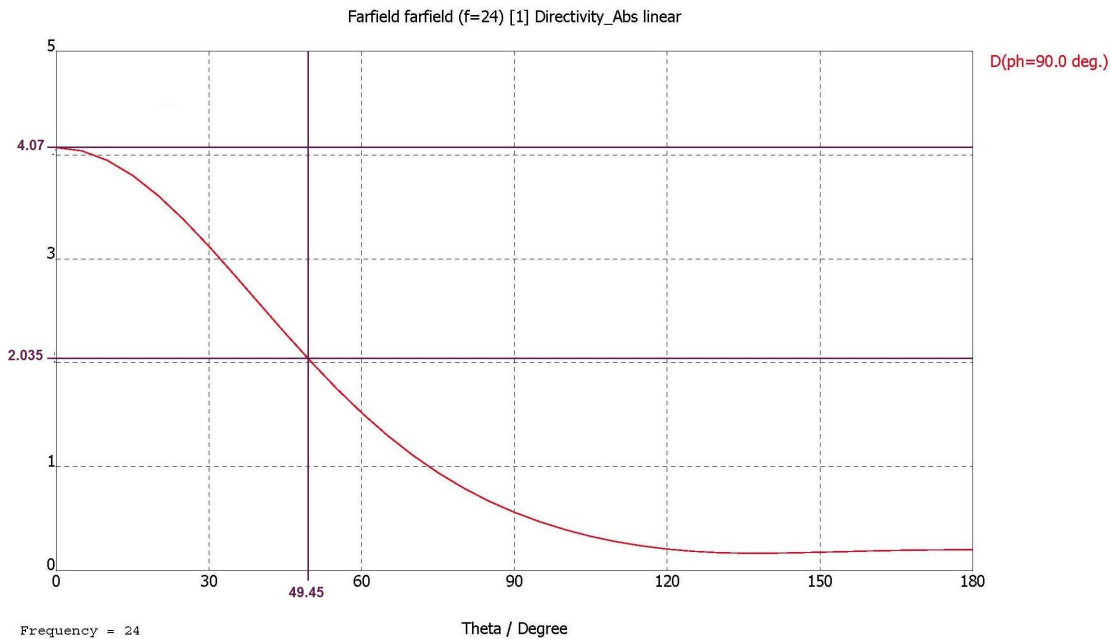


Figura 56: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del Modelo 4

Este último modelo está diseñado para situar su funcionamiento en la banda de 77 GHz. Para su realización hemos disminuido el grosor de los hipotéticos dieléctricos utilizados a 0.1 mm, un grosor que no posibilitaría su fabricación en los laboratorios disponibles. Para este tipo de sustratos, se requieren técnicas de fotoimpresión mucho más avanzadas que las convencionales.

El tamaño del parche también ha sido ajustado, conservando en este caso su geometría cuadrada. El tamaño, como era esperable, se ha reducido mucho, debido al aumento en la frecuencia de trabajo. La línea de alimentación resultante tiene una elevada longitud, en comparación al tamaño del parche, para lograr una mejor adaptación. No cabe duda que esta elevada longitud será un problema en cuanto a la potencia disipada, si no se utiliza un dieléctrico de bajas pérdidas. Su ancho, se mantiene igual que en el diseño a 24 GHz. La línea de alimentación penetra bajo el parche hasta el eje transversal del mismo.

En esta tabla se ofrecen las medidas de este diseño.

	Valor
Frecuencia central (GHz)	77
Permitividad superior ( $\epsilon_{\text{sup}}$ )	1
Grosor del dieléctrico superior ( $h_{\text{sup}}$ ) (mm)	0.1
Permitividad inferior ( $\epsilon_{\text{inf}}$ )	4.5
Grosor del dieléctrico inferior ( $h_{\text{sup}}$ ) (mm)	0.1
Largo del parche (L) (mm)	1.37
Ancho del parche (W) (mm)	1.37
Longitud de la línea de alimentación (l) (mm)	4
Penetración bajo el parche (s) (mm)	0.685
Ancho de la línea de alimentación (w) (mm)	0.4

Tabla 8: Dimensiones y características del Modelo 5

En esta imagen podemos ver el aspecto que tendría la antena, con el parche cuadrado, y la línea de alimentación.

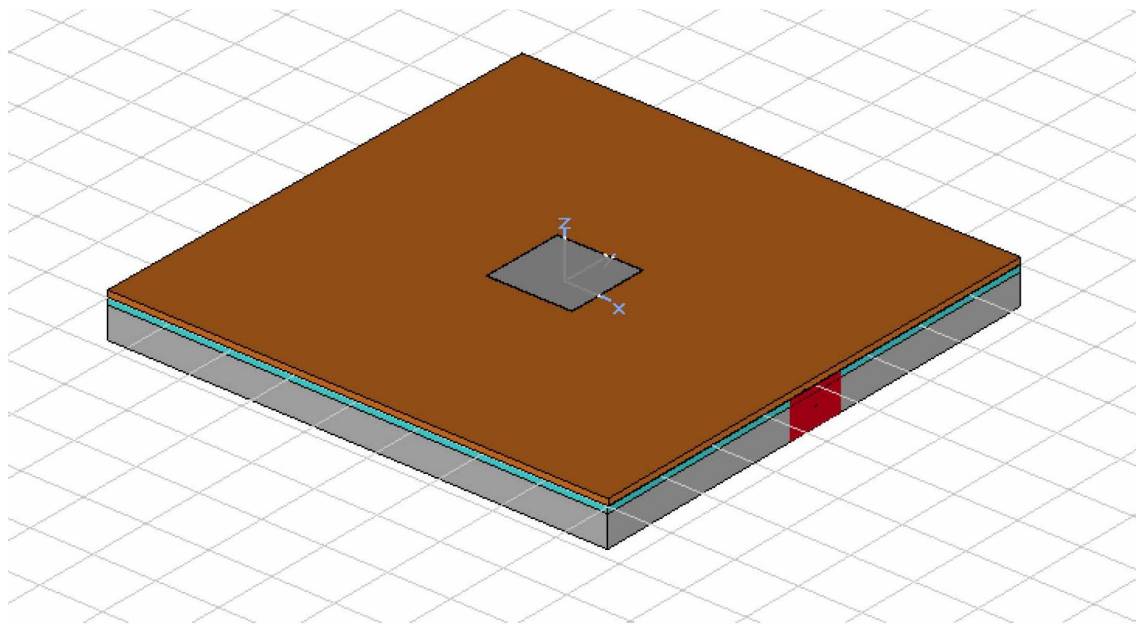


Figura 57: Vista principal del Modelo 5

En la siguiente podemos ver el parámetro  $S_{11}$  en la banda de frecuencias ya comentada. Mientras en otros casos observábamos una mayor simetría y una mayor adaptación en la frecuencia central ( $|S_{11}| < -20$  dB), ahora se obtiene una gráfica irregular, con el mínimo en 77 GHz, pero que apenas baja de los -13 dB, es decir en la máxima adaptación a 77 GHz, se refleja el 4.76 % de la potencia incidente. Debido a la falta de simetría en esta gráfica el límite inferior del ancho de banda, está más alejado de los 77 GHz, que el límite superior. Si calculamos este ancho de banda, obtendremos aproximadamente 6.3 GHz, un 8.18 %. Es un ancho de banda elevado para este tipo de antenas.

Sin embargo, por razones de funcionamiento, lo habitual es que la frecuencia de trabajo se sitúe en el centro de la banda, así que tomando como referencia el límite superior, vemos que podemos imponer un límite de frecuencia inferior en 75.21 GHz, quedando como ancho de banda aproximadamente 3.64 GHz, es decir un 4.72 %.

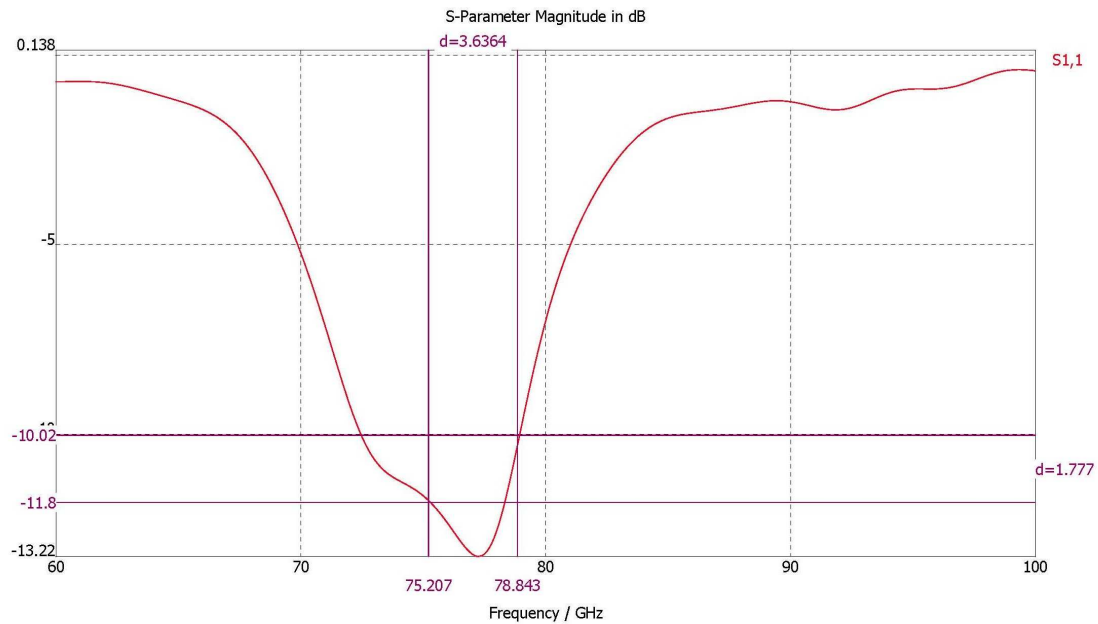


Figura 58: Análisis del parámetro  $S_{11}$  del Modelo 5

Ahora vamos a proceder al análisis de los parámetros de radiación. Para ello, al igual que en los modelos anteriores, nos valemos de varias gráficas del diagrama de radiación.

En primer lugar tenemos el diagrama de radiación en tres dimensiones. Podemos ver, que como en los casos anteriores, la dirección de radiación es la perpendicular al plano del parche, es decir el eje z, considerando que la antena se sitúa en el plano XY.

Vemos que el patrón de radiación es claramente omnidireccional, pero además presentando un alto valor de la directividad (8 dBi). Los valores de la eficiencia de radiación y eficiencia total, también son adecuados.

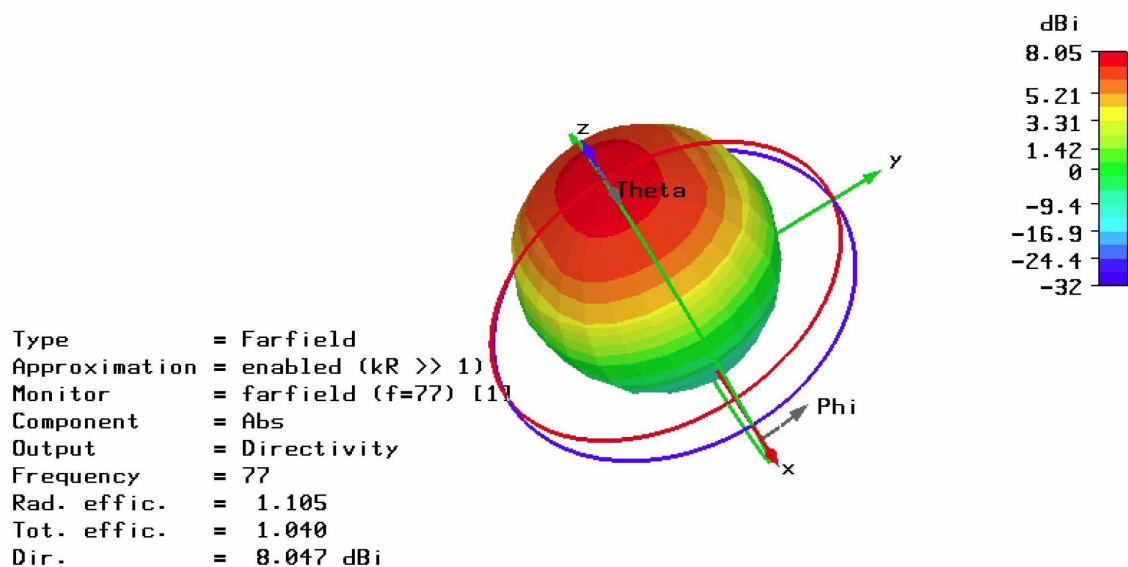


Figura 59: Diagrama de radiación en 3 dimensiones del Modelo 5

En esta segunda representación del diagrama de radiación, en coordenadas polares, confirmamos la dirección de radiación en dirección del eje z, y observamos el patrón omnidireccional. También vemos que la radiación trasera de la antenna, que es bastante pequeña. El lóbulo máximo de radiación trasera tiene una magnitud de -16.1 dB, ya que el SLL (Side Lobe Level) es de -24.1 dB.

El ancho de banda a 3 dB es de 74.6°, en rango similar a los modelos anteriores, y esperado para una antenna de parche.

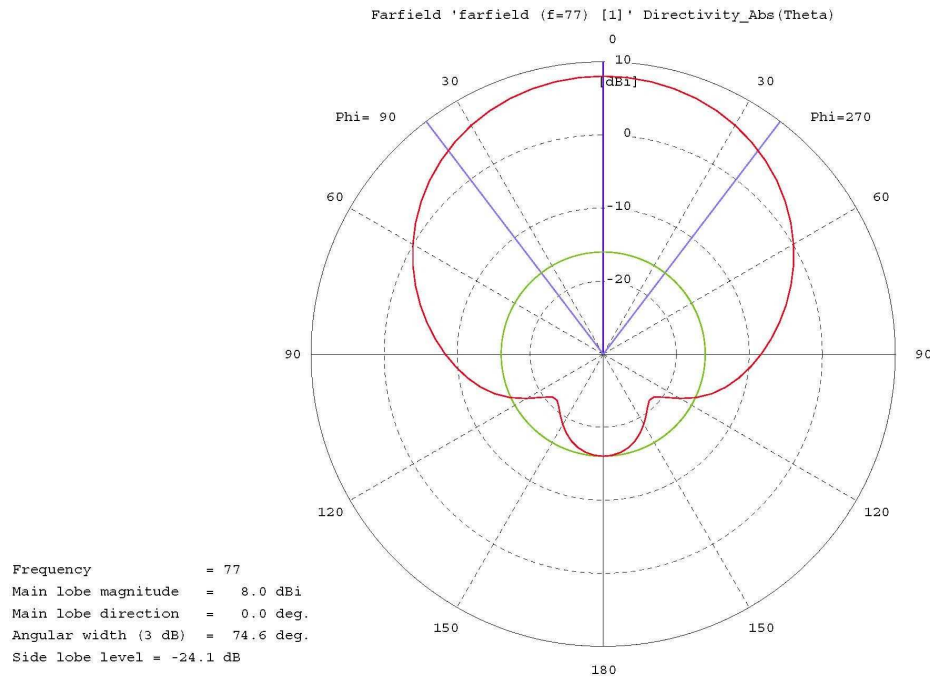


Figura 60: Diagrama de radiación en coordenadas polares del Modelo 5

En tercer lugar tenemos el diagrama en dos dimensiones en coordenadas esféricas. Podemos ver la altura del lóbulo principal en escala lineal (6.38) y calcular numéricamente la anchura a 3 dB, de la siguiente manera, comprobando que es la misma que la que nos proporciona el software de simulación.

$$DR(\theta = 0) = 6.38 \rightarrow DR(\theta = \theta_{3dB}) = 3.19 \rightarrow \theta_{3dB} = 37.3^\circ$$

$$\text{Ancho a 3 dB} = 2 \cdot \theta_{3dB} = 2 \cdot 37.3^\circ = 74.6^\circ$$

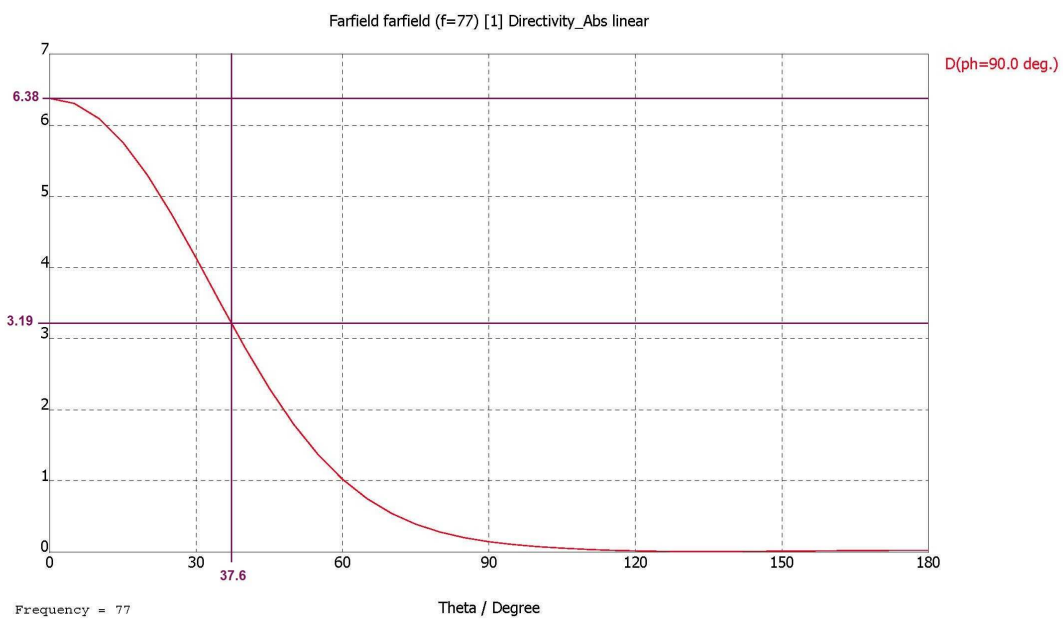


Figura 61: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del Modelo 5



## 2.5. Conclusiones y decisión

En este capítulo hemos analizado distintos modelos de antenas de parche. Nos hemos decidido por una banda de trabajo de 15 GHz, y un método de alimentación del parche por proximidad. La banda de 15 GHz, como ya se ha descrito anteriormente, se elige por razones de simplicidad. Además parece cumplir con los requisitos de funcionamiento.

También se ha fijado que la forma para el parche sea cuadrada, o ligeramente rectangular, ya que esta geometría nos ofrece un buen funcionamiento y una mayor facilidad a la hora de optimizar el funcionamiento de la antena.

Una vez fijados estos parámetros se intenta adaptar las dimensiones de la antena para los distintos sustratos con el fin de lograr un óptimo rendimiento en la banda de trabajo. Hemos comprobado que los sustratos más finos, se adaptan mejor a una banda de frecuencias elevada. Además estos sustratos presentan menos pérdidas.

Los sustratos más gruesos tienen un comportamiento más desigual, ya que si se requiere una frecuencia de trabajo alta, en bandas más bajas aparecen otros modos de funcionamiento, que pueden perjudicar el rendimiento de la antena.

Los tres modelos se han optimizado para que sus parámetros de funcionamiento sean similares, por lo que podrían llegar a ofrecer un buen rendimiento.

A partir de aquí el proyecto se centrará en el modelo 3.

### 3. DISEÑO DEL ARRAY DE PARCHES

#### 3.1. Descripción del array

Una vez hemos concluido el diseño del elemento aislado, observamos que es necesario un aumento en la ganancia de la antena, y que no es posible alcanzar nuestro objetivo con una antena de un único elemento. Por esto planteamos el diseño de un array para la antena.

Un array es una agrupación de antenas (2 o más) idénticas, situadas de forma que actúan como una única antena (se alimentan con un único conector), con su propio diagrama de radiación. Una de las principales ventajas de usar arrays, es que su diagrama de radiación puede ser modificado, según las necesidades de la aplicación que vayamos a implementar. Esto se consigue controlando de manera particular para cada elemento, la amplitud y la fase de la señal de alimentación.

Según la disposición de los elementos, podemos clasificar los arrays en:

- Arrays lineales: Los elementos están situados a lo largo de una línea.
- Arrays planos: Los elementos están situados sobre un plano.
- Arrays conformados: Los elementos están situados sobre una superficie curva.

Podemos encontrar arrays en infinidad de aplicaciones, como televisión, radio, radar, telefonía móvil, comunicaciones de datos, servicios satélite o investigación espacial entre otras.



Figura 62: Antena Yagi-Uda (Array de dipolos)

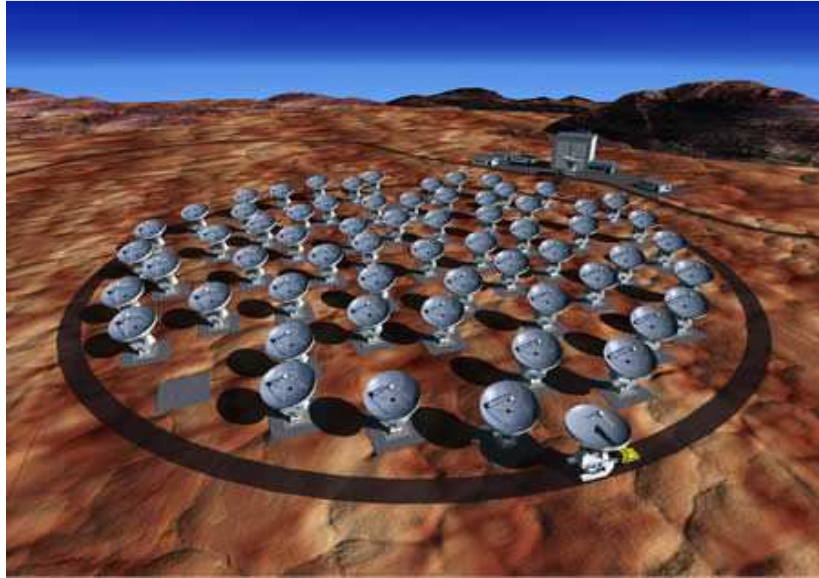


Figura 63: Array circular



Figura 64: Array lineal en bus

Los arrays son ampliamente usados en los sistemas inalámbricos actuales, por su mayor alcance, y sus características más flexibles. Podemos cambiar los parámetros de radiación según la excitación, mejorando así el rendimiento de un sistema inalámbrico. Este fenómeno da lugar a las llamadas antenas inteligentes. Este tipo de antenas proporciona una mayor directividad, lo que resulta en una mayor ganancia, y una mayor selectividad espacial. Algunas ventajas de este tipo de antenas, es que incrementan la zona de cobertura y reducen la potencia de transmisión (mayor ganancia), reducen el nivel de interferencias (mayor selectividad angular) o la reducción del multitrayecto.

Para nuestro diseño utilizaremos un array con cuatro elementos. Este modelo nos permitirá estudiar las prestaciones que necesitamos para el sistema radar, manteniendo un grado de complejidad moderado. Un mayor número de elementos elevaría las prestaciones del sistema, pero también la complejidad. También debemos tener en cuenta otros parámetros como el tamaño o el coste, que aumentaría al ampliar el número de elementos del array. Por estas razones elegimos que el número de elementos sea 4.

El siguiente paso en el diseño consiste en la colocación de los elementos que forman el array. Nos decantaremos por una topología lineal, ya que es más sencilla de implementar, y será suficiente para el estudio presentado.

En el array lineal, los cuatro elementos se situaran en una línea recta, uno a continuación del otro.



Figura 65: Array lineal 1x4

Tendremos que estudiar también el tipo de alimentación. Este punto es crítico, ya que un circuito demasiado complejo puede suponer una peor adaptación, o unas pérdidas excesivas en la red. Para el array lineal, nuestras opciones se reducen a una alimentación en árbol. Este tipo de alimentación, para cuatro elementos, debe constar de 3 divisores, que reparten la potencia de la línea de entrada, en partes iguales en las líneas de salida.

Para implementar estos divisores, podemos usar hexapolos (dispositivos de 3 puertos), u octopolos o híbridos adaptando uno de sus puertos de entrada.

Una primera posibilidad sería usar hexapolos, pero en este caso puede ser desaconsejable. Un hexapolo sin pérdidas, es decir, que divide toda la potencia de entrada a sus dos puertos de salida por igual, tiene un puerto desadaptado, es decir que desde uno de los puertos no podría efectuarse dicha división correctamente. Para conseguir adaptar todos los puertos lo que se hace es introducir una resistencia entre los dos puertos de salida. Este diseño se conoce como divisor Wilkinson, ampliamente usado en tecnología impresa, sobre todo, a media y alta frecuencia (hasta algunos GHz).

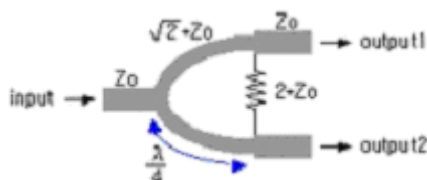


Figura 66: Esquema circuital de un divisor de potencia Wilkinson

Con este tipo de diseños se consigue una buena adaptación de los 3 puertos, sin embargo, se introducen unas pérdidas que en frecuencias medias y altas no suponen un problema, pero que a muy alta frecuencia (a partir de 7 u 8 GHz) desaconsejan su uso práctico.

Otro tipo de hexápolo es el clásico divisor en T, en el que tendremos, al menos, uno de los puertos desadaptado. Sin embargo, este dispositivo no contiene pérdidas y puede ser muy útil para algunas aplicaciones, sobre todo en muy alta frecuencia.

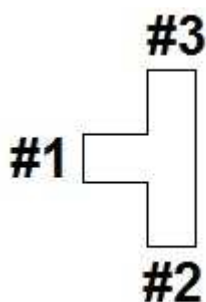


Figura 67: Divisor en 'T'

Podemos conseguir con este elemento, que desde el puerto de entrada (#1) la potencia de salida por los puertos #2 y #3, tenga un nivel cercano a los -3 dB (es decir la mitad de la señal de entrada). Esto se logra, añadiendo a cada puerto un tramo de línea de longitud y anchura determinadas, además de fijar las dimensiones del propio divisor.

Además de los hexápolos, otra opción sería optar por un diseño más complejo, pero que podría resultar efectivo en este caso. Un híbrido en cuadratura, o híbrido branchline, es un octopolo (4 puertos), cuya función principal es dividir la señal de entrada (puerto #1) en dos señales de igual magnitud (3 dB menor), pero desfasadas. Además mantiene aislados los dos puertos de entrada, y los dos puertos de salida. Según la figura el puerto #4 estaría aislado respecto al puerto #1, el #3 estaría aislado respecto al #2 y así respectivamente.

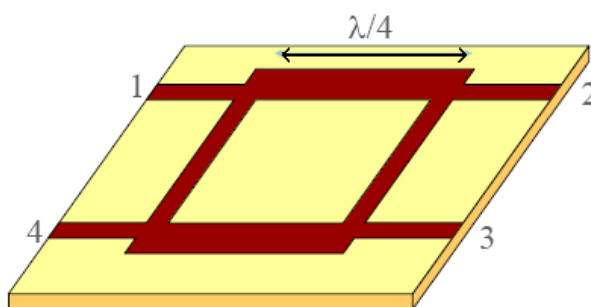


Figura 68: Híbrido en cuadratura.

Estos híbridos son comúnmente usados en divisores de potencia, combinadores, amplificadores de banda ancha, sumadores de señales, o medidores de reflexión.

La aplicación que nos interesa es el divisor de potencia. Para implementarla, tendremos que colocar una carga adaptada en uno de los puertos de entrada, con lo que resultará un divisor de potencia adaptado en tres de sus puertos, y con las salidas desfasadas 90°, en el caso de un híbrido en cuadratura.

Para nuestro híbrido en cuadratura (desfase 90°), tenemos la siguiente matriz de parámetros S:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

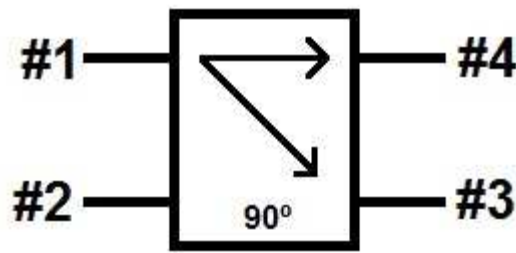


Figura 69: Símbolo circuital del híbrido en cuadratura con desfase de 90°

Si colocamos en el puerto 4 una carga adaptada tendremos la siguiente matriz:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & j \\ 1 & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Como podemos observar, esta matriz de parámetros S corresponde a un divisor de potencia con los tres puertos adaptados. Sin embargo, introduce desfases en las señales de salida que pueden no ser deseables.

Si queremos realizar una red de alimentación de cuatro puertos de salida, con alimentación uniforme, debemos usar una estructura en árbol, con tres híbridos en cuadratura, quedando esta estructura.

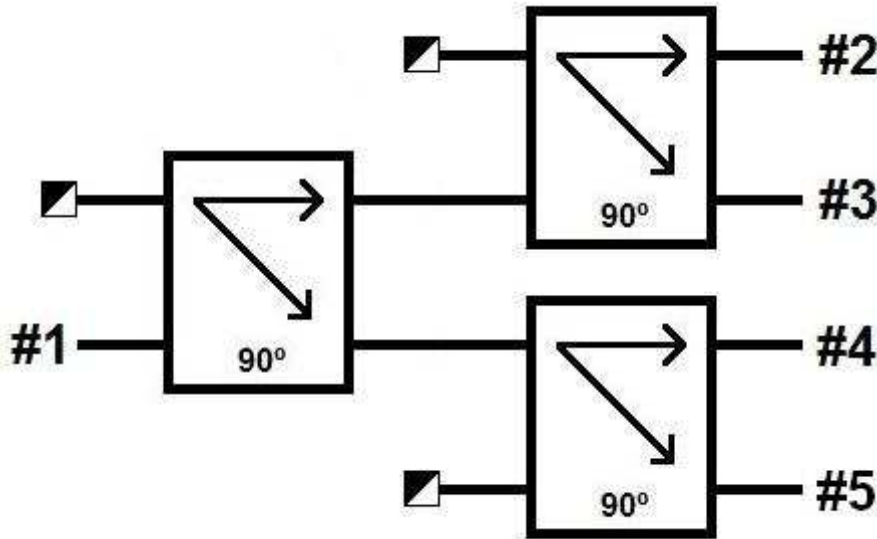


Figura 70: Estructura circuital de la red con híbridos en cuadratura

El problema de esta estructura es que las señales de salida estarán desfasadas, lo que puede ser contraproducente para la alimentación de una antena. Vemos cómo quedaría la matriz de parámetros  $S$  de esta red, en la que podemos apreciar los desfases de las señales de salida:

$$S = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 0 & -1 & j & 1 & j \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Vemos que las señales de salida están desfasadas entre sí, y que los puertos están todos aislados. Podemos corregir estos desfases con tramos de línea de transmisión de una longitud concreta, pero esta corrección puede provocar grandes dificultades en el diseño de una red de alimentación para un array.

La separación entre los elementos del array también es un factor importante a tener en cuenta en este caso. Esta separación dependerá directamente de la frecuencia, ya que si los elementos, están separados una distancia mayor a  $\lambda/2$ , pueden aparecer lóbulos secundarios de una magnitud igual o parecida que la del lóbulo principal, llamados grating lobes. Este fenómeno es desaconsejable, ya que parte de la potencia radiada se disipa en esas direcciones (sin interés real, ya que nos interesa sólo la dirección del lóbulo principal), y energía radiada en la dirección buscada disminuirá significativamente.

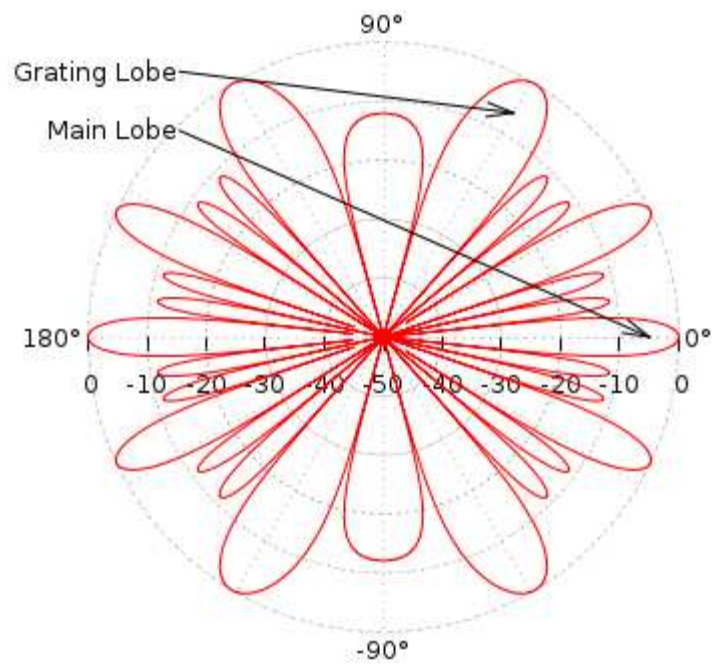


Figura 71: Diagrama de radiación en el que aparecen grating lobes

Con una alimentación en fase de los elementos, conseguimos un array broadside, es decir, que su dirección de máxima radiación es perpendicular al plano de la antenna. Sin embargo, si alimentamos los elementos con señales desfasadas entre sí, podemos conseguir otras direcciones de radiación. Esta idea está muy extendida en los sistemas radar, ya que hace posible que cambiando las fases de alimentación, consigamos hacer un barrido espacial, sin necesidad de mover físicamente la antenna. Este tipo de arrays se conoce como “phase array”.



### 3.2. Presentación del modelo

Según hemos visto en la teoría de los arrays, la distancia de separación de los elementos, influye directamente sobre el diagrama de radiación del conjunto y por ello es un parámetro de diseño que no debemos olvidar. Separando los elementos una distancia menor a  $\lambda/2$  (que en nuestro caso a una frecuencia de 15 GHz, es de 1 cm), podemos asegurar que no aparecerán “grating lobes”. Para antenas de parche, una separación entre elementos inferior a  $\lambda/2$  puede no ser posible, ya que el tamaño de un parche es de  $\lambda_g/2$ . En sustratos con permitividades cercanas a 1 la separación puede ser similar al tamaño del parche, por lo que se superpondrían.

Los grating lobes, como ya hemos comentado anteriormente, son lóbulos con una magnitud superior a la de los lóbulos secundarios, y que puede acercarse a la del lóbulo principal. Obviamente, si queremos lograr una mayor directividad, este efecto es altamente perjudicial, ya que gran parte de la potencia escapa a nuestro control por estos lóbulos. Esta norma para la separación de los elementos que forman el array será válida tanto en el caso del array lineal como el caso del array plano.

Nuestro objetivo es conseguir una radiación máxima en la dirección broadside del array, es decir, perpendicular al plano del array. Por ello la alimentación de los distintos elementos debe estar en fase. Esta situación se conseguirá diseñando la red de alimentación de tal forma que el recorrido de la señal que alimenta a cada elemento, tenga la misma longitud en los cuatro casos. Con estas dos condiciones de diseño, ya podemos empezar a diseñar la red de alimentación. En el caso del array lineal, sólo es posible una topología para conseguir los objetivos marcados (radiación broadside, sin “grating lobes”), y es mediante la utilización de divisores de potencia a -3dB que dividan la potencia de entrada entre los dos puertos de salida. Como hemos visto en la sección introductoria de los arrays, para implementar estos dispositivos en esta banda de frecuencias, podemos utilizar dos elementos distintos.

El divisor en ‘T’ es un hexápolo sencillo, pero que nos ofrece un comportamiento relativamente bueno. Además es un dispositivo muy flexible, es decir que podemos variar mucho sus dimensiones (del propio hexápolo de las líneas de alimentación que lo acompañan en los tres puertos), y seguir funcionando bien en la banda de frecuencias deseada.

El otro modelo que podemos utilizar para implementar el divisor de potencia a -3 dB, es un octopolo con uno de sus puertos adaptados. Este dispositivo tiene la ventaja de que no tiene pérdidas (no tiene elementos resistivos como el divisor Wilkinson), y todos sus puertos están adaptados. Sin embargo su estructura es mucho más compleja y admite muchos menos cambios en sus dimensiones, algo necesario para su utilización en una red de alimentación para un array. Además los octopolos introducen un desfase entre las señales de salida que tendremos que corregir posteriormente.

Para el diseño y análisis de las redes de alimentación vamos a utilizar el software AWR Microwave Office. Se trata de un simulador circuital, que basa sus cálculos en modelos aproximados, pero que sin embargo resulta mucho más rápido computacionalmente hablando. Tiene la ventaja de poder variar los parámetros en tiempo real y va sobre la marcha sus efectos sobre la simulación.

Se trata de un software de simulación de circuitos, y como tal se trata de ir añadiendo componentes (en nuestro caso de circuitos de alta frecuencia), conectarlos y observar su funcionamiento.

### 3.3. Diseño de la red de alimentación AWR

#### 3.3.1. Divisor en ‘T’:

En primer lugar mostraremos las simulaciones del divisor en ‘T’ y la red de alimentación formada por tres divisores de este tipo. Este será el modelo que utilizaremos para alimentar el array. Las dimensiones serán las adecuadas para que la separación resultante entre elementos sea de 10 mm.

En esta primera ilustración vemos de forma esquematizada, las dimensiones del divisor, y las partes que lo componen. Son tres tramos de línea de transmisión, de diversas dimensiones, y una ‘T’ en la que confluyen estos tramos de línea. Variando la anchura y la longitud de la línea microstrip podemos cambiar la banda de adaptación del divisor. Sin embargo debemos de tener en cuenta, que la diferencia de fases entre las señales de salida de los puertos #2 y #3, debe ser nula. Para ello, la longitud total de línea que sigue cada señal debe ser la misma. Como podemos ver en el siguiente esquema, esta premisa se cumple. A la izquierda de nuestro diseño podemos ver las características del sustrato que vamos a usar para la simulación.

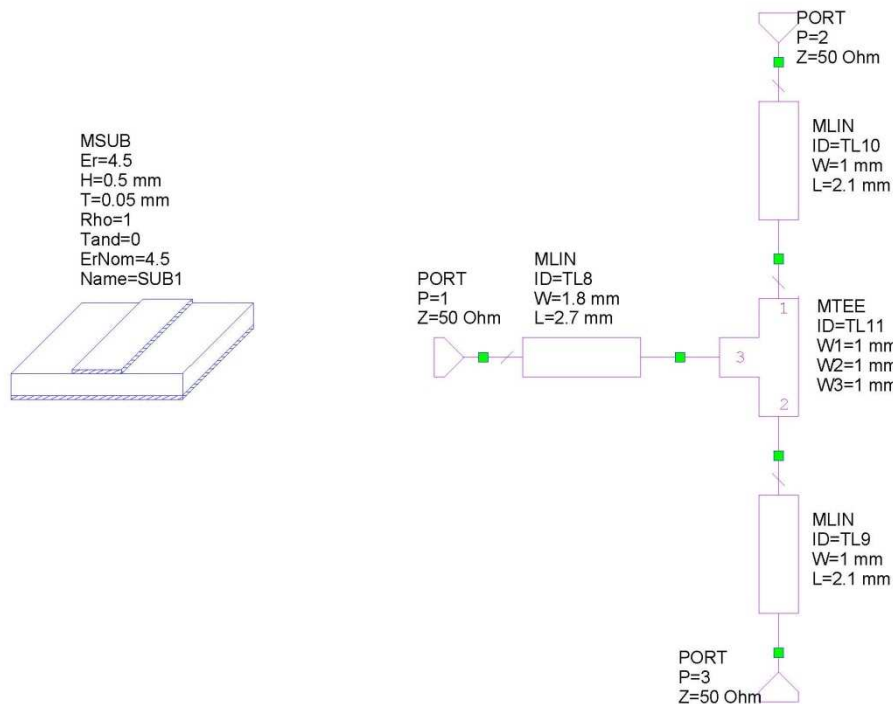


Figura 72: Esquema de la implementación del divisor en ‘T’ en el AWR

En la siguiente gráfica vemos la banda de adaptación de nuestro divisor en 'T'. En la frecuencia de interés (15 GHz), vemos que tiene una buena adaptación a la entrada (parámetro  $|S_{11}|$ ) y un reparto adecuado de la señales de salida en los puertos #2 y #3 (parámetros  $|S_{12}|$  y  $|S_{13}|$ ). En este sentido, cabe notar que se observa que los valores son cercanos a -3 dB, es decir prácticamente la mitad de la señal. La respuesta en la banda próxima es adecuada, ya que para un ancho de banda de 2 GHz (centrados a 15 GHz), la adaptación de entrada está por debajo de -20 dB, y las señales de salida siguen teniendo un valor cercano a -3 dB.

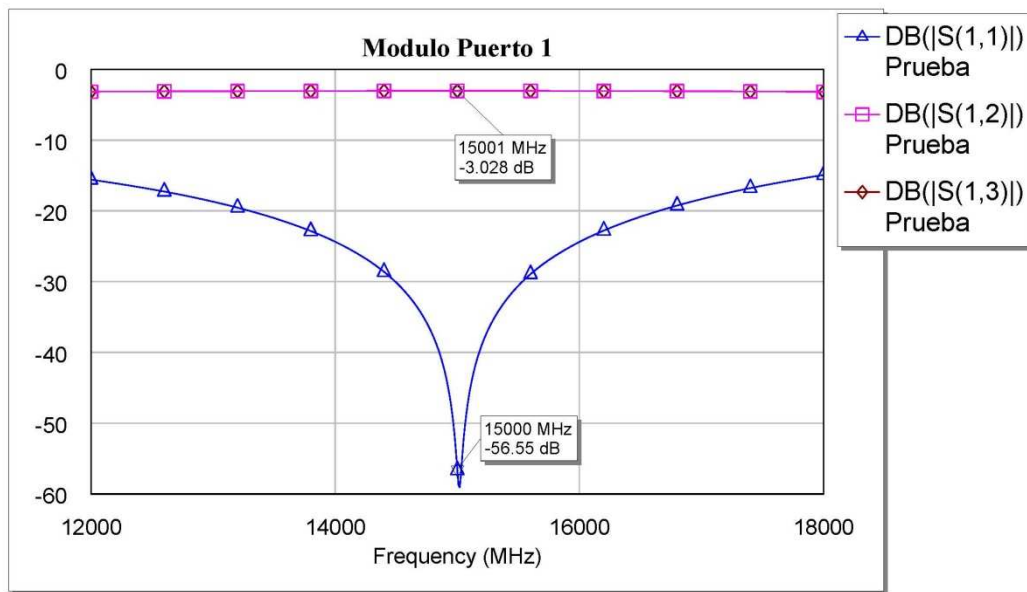


Figura 73: Parámetros S de adaptación desde el puerto 1 del divisor en 'T'

Como ya comentamos al principio, se ha diseñado nuestro divisor para que las señales de salida por los puertos #2 y #3 estén en fase. Podemos verlo en el siguiente gráfico donde se muestra el desfase absoluto de las señales de los puertos de salida. La diferencia de fase entre ellas es nula, como era de esperar, ya que las curvas de ambos puertos están superpuestas.

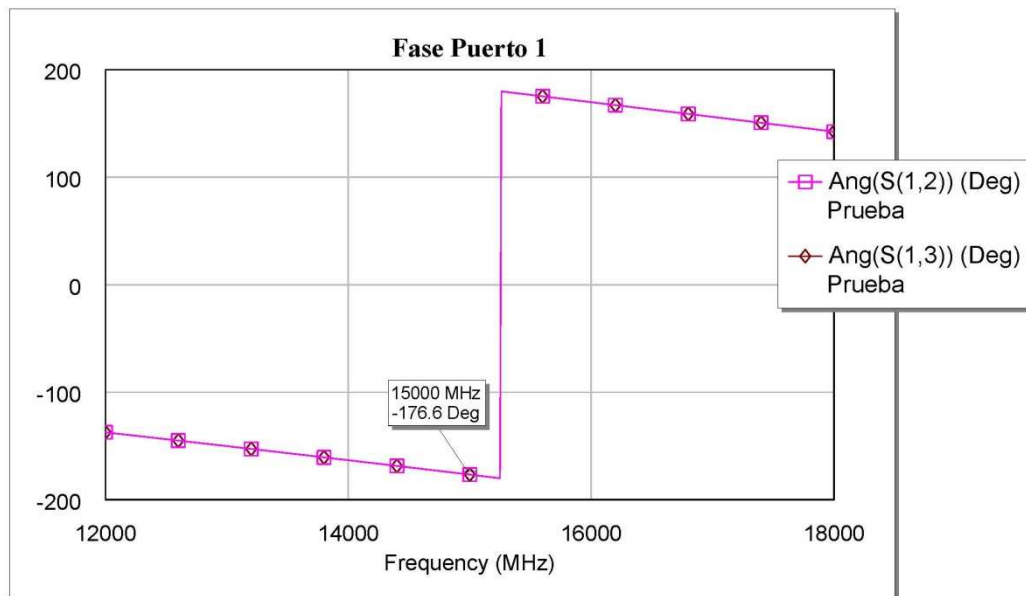


Figura 74: Valor de la fase de las señales de salida por los puertos 2 y 3 del divisor en 'T'

Por último se muestra la máscara (layout) de nuestro diseño, que nos da una idea del aspecto que tendrá físicamente el divisor. Podemos ver los tres tramos de línea de transmisión, y la 'T' que forman nuestro divisor. En relación a este elemento, quizás lo más destacable sea su sencillo diseño e implementación. En el siguiente caso estudiaremos un divisor quizás más eficiente, pero de diseño más complejo.

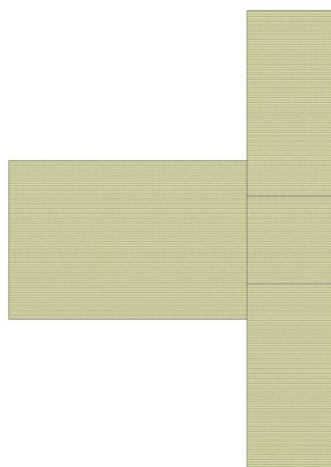


Figura 75: Aspecto físico del divisor en 'T'

### 3.3.2. Divisor Branchline de 90° a 15 GHz

En este apartado, se mostrará la simulación de un divisor branchline y de la red de alimentación formada por tres dispositivos de este tipo. Hay que decir que, debido a la complejidad de diseño de un único branchline, no fue posible implementar una red de alimentación válida para nuestro caso. El tamaño de los divisores hizo inviable su conexión y funcionamiento. Por este motivo se optó por realizar la simulación de una red de alimentación escalada, similar a la necesaria en este caso, pero con un tamaño significativamente mayor. Esta simulación nos ha permitido poder así estudiar las ventajas e inconvenientes de esta topología.

En esta primera figura se presenta el esquemático del diseño dónde vemos las características de nuestro divisor. Se observa que este octopolo es mucho más complejo que un divisor en ‘T’, sin embargo tiene importantes ventajas. Como ya vimos, adaptando uno de los puertos (por ejemplo el #4) y alimentando por el puerto #1, tenemos un reparto de la potencia a -3 dB en los puertos de salida #2 y #3. Sin embargo, este reparto se hace con un desfase de 90° entre ambos puertos, lo que es perjudicial si se quiere alimentar los elementos en fase. Una ventaja de este diseño es que se consigue un comportamiento muy bueno en recepción, es decir cuando alimentamos el octopolo por los puertos #2 o #3.

En el diseño vemos diferentes tramos de líneas de transmisión unidas con divisores en ‘T’, formando el octopolo.

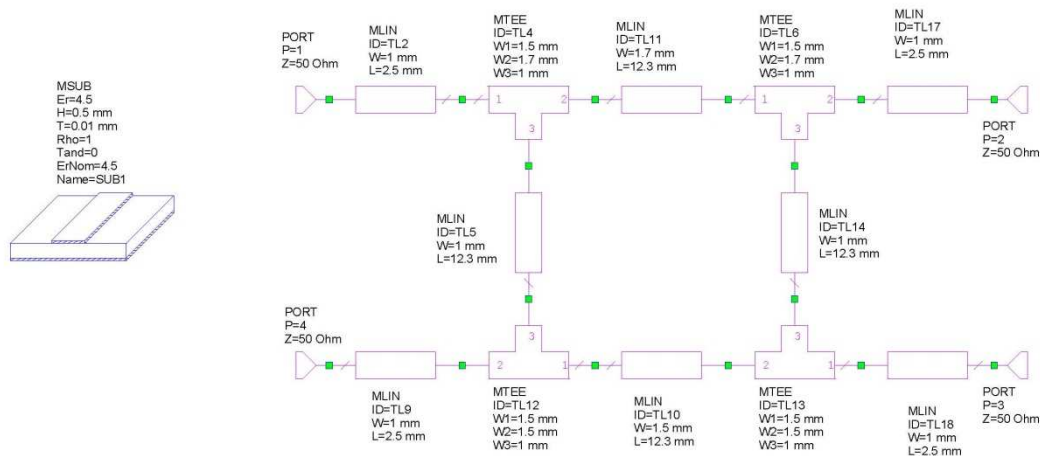


Figura 76: Esquema de la implementación del divisor en branchline en el AWR

Una vez ajustados los parámetros de diseño y realizada la simulación, vemos que la respuesta es similar a la esperada en el análisis teórico. Si alimentamos por el puerto #1, en frecuencias cercanas a los 15 GHz, tenemos que:

- El puerto #1 está adaptado, ya que el parámetro  $|S_{11}|$  está por debajo de -30 dB.
- El puerto #4 está aislado ya que el nivel de señal es inferior a -20 dB.
- Los puertos #2 y #3 se reparten la potencia de entrada, prácticamente al 50 %, ya que el valor de la señal tiene un valor cercano a -3 dB.

Nuestro divisor, cumple las especificaciones en cuanto a adaptación y reparto de potencia se refiere. Hemos convertido un octopolo en un divisor de potencia, de 3 puertos, ya que el puerto 4 se encuentra adaptado con una carga, y por lo tanto aislado.

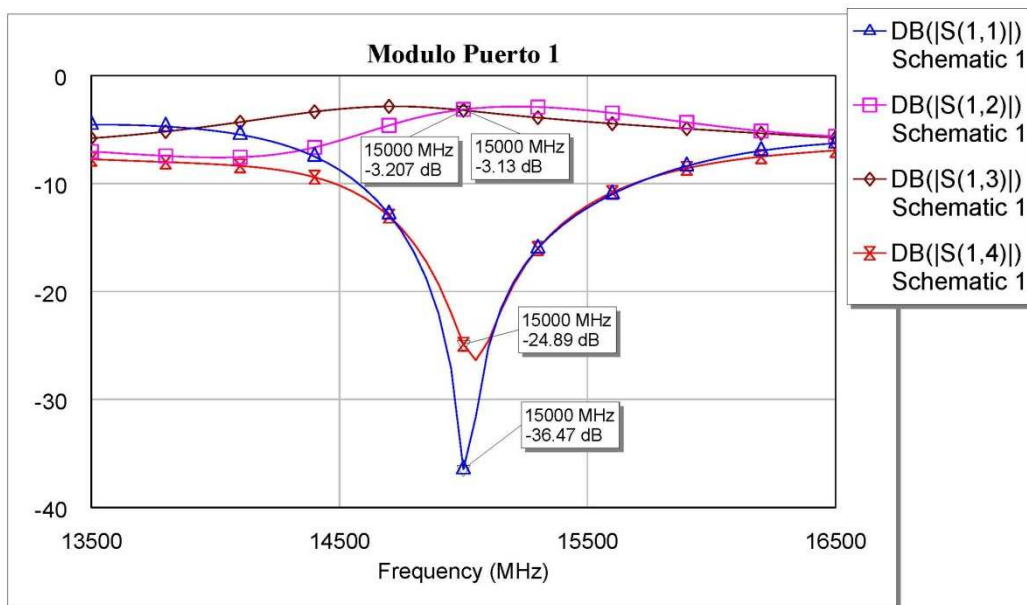


Figura 77: Parámetros S de adaptación desde el puerto 1 del divisor branchline

Sin embargo, como ya vimos en el análisis teórico este tipo de divisores, desfasan las señales de salida en los puertos #2 y #3. Analizamos la gráfica de fase en ambos puertos, y vemos que para la frecuencia de 15 GHz, la diferencia entre las fases es de:

$$\psi = 74.06 - (-12.68) = 86.74^\circ$$

Es decir prácticamente los  $90^\circ$  que obtendríamos en el análisis teórico. Las señales de salida de los puertos #2 y #3, tienen aproximadamente la misma magnitud ( $|S_{12}| \approx |S_{13}| = -3dB$ ) pero están desfasadas, 86.74.

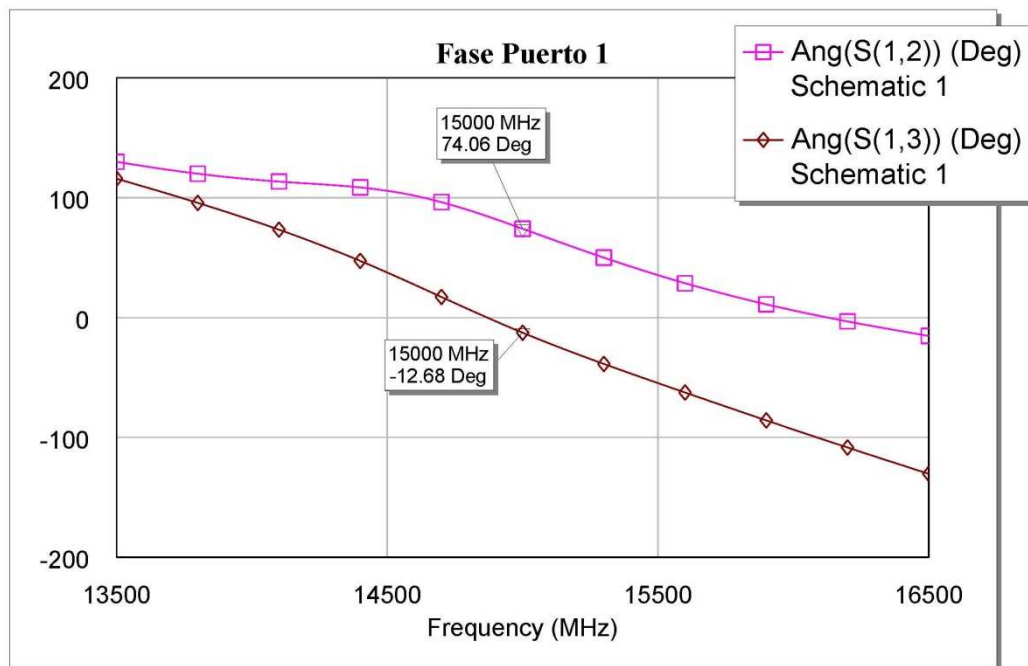
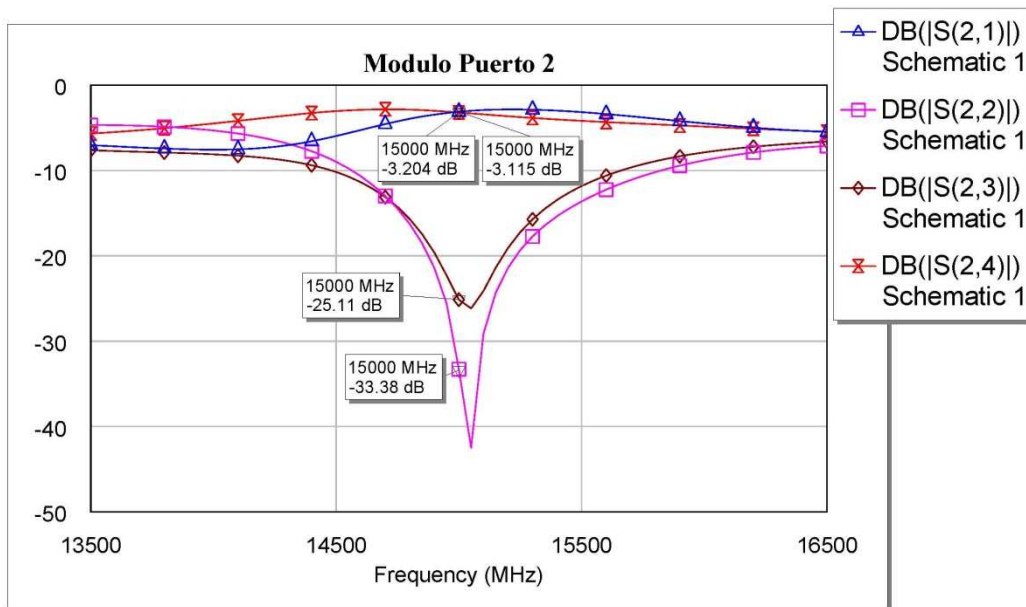


Figura 78: Valores de la fase de las señales de salida por los puertos 2 y 3 del divisor branchline

Siguiendo el mismo esquema que antes, ahora analizamos la respuesta del octopolo cuando lo alimentamos por el puerto #2. El resultado obtenido es el siguiente:

- El puerto #2 está adaptado. El parámetro  $|S_{22}|$  tiene un valor inferior a -30 dB
- El puerto #3 está aislado, ya que el  $|S_{23}| < -20\text{dB}$
- Los puertos #1 y #4 tendrían una magnitud similar (aproximadamente -3 dB), pero el puerto #4 está adaptado con una carga, por lo que no es necesario estudiarlo. El resultado sería que la mitad de la potencia propagada desde el puerto #2 llega al puerto #1, con un cierto desfase.

Estas características de funcionamiento, hacen interesante el octopolo usado como divisor de potencia.



**Figura 79:** Parámetros S de adaptación desde el puerto 2 del divisor branchline



En figura que sigue, vemos el aspecto físico que tendría nuestro octopolo. Se observa que su fabricación sería mucho más sensible que en el caso del divisor en 'T', ya que un pequeño error en las dimensiones puede hacer que el dispositivo deje de funcionar correctamente en la banda de interés. Este aspecto debe tenerse en cuenta a la hora de diseñar un modelo robusto en cuanto a tolerancias, es decir, que si variamos un poco las dimensiones del diseño su comportamiento siga siendo aceptable. Esta premisa, debe seguirse en todos los diseños que realicemos.

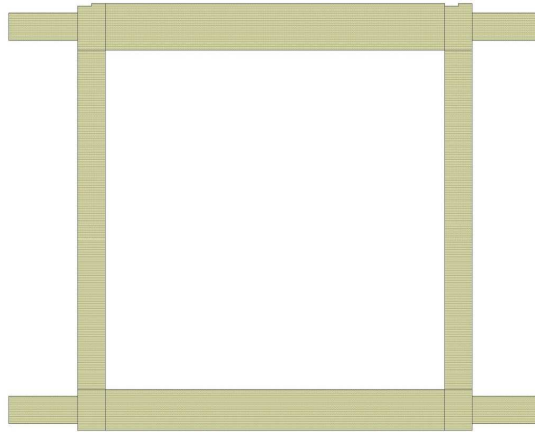


Figura 80: Aspecto físico del divisor branchline

### 3.3.3. Red de alimentación 1x4 con divisores Branchline de 90°

Una vez que tenemos diseñado un octopolo, vamos a ajustarlo para configurar una red de alimentación para un array lineal 1x4. Si aislamos el puerto #4 de cada octopolo y los unimos según la figura, tendremos la red de alimentación que buscamos. Para conseguir un correcto funcionamiento hemos colocado tramos de líneas de transmisión para adaptar las impedancias de los octopolos en los puertos de entrada y salida.

Ahora nuestro diseño tendrá un puerto #1 de entrada (para la antena en transmisión) y 4 puertos de salida #2, #3, #4 y #5, uno para cada elemento del array.

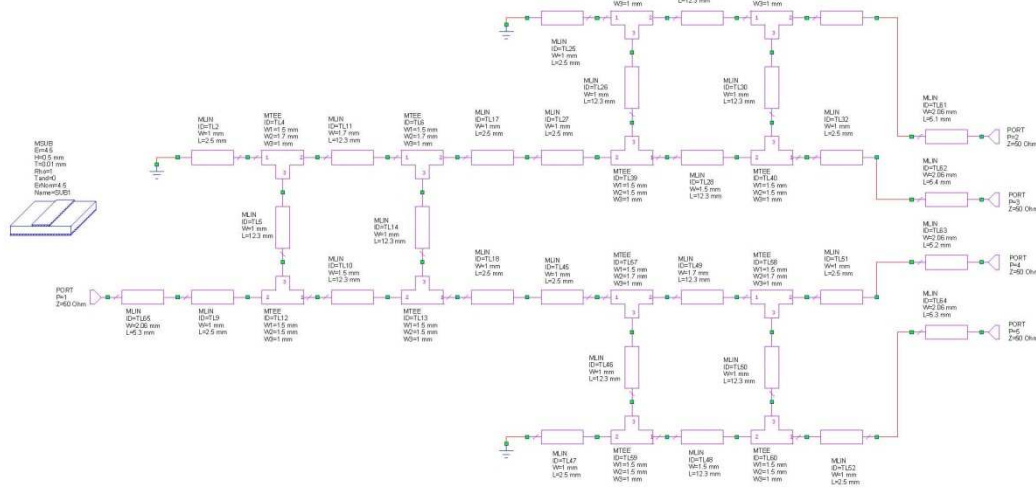


Figura 81: Esquema de la implementación de la red de alimentación en árbol con divisores branchline en el AWR

En primer lugar efectuamos una simulación desde el puerto 1 de nuestra red, obteniendo un resultado similar al calculado en la teoría.

- El puerto #1 está adaptado, ya que  $|S_{11}| < -30dB$ .
- Los puertos #2, #3, #4, #5, tiene una magnitud de potencia similar, con lo que:  

$$|S_{12}| = |S_{13}| = |S_{14}| = |S_{15}| = -6.376dB$$

También destacamos que el ancho de banda de funcionamiento que nos proporciona esta red de alimentación es de aproximadamente 1 GHz. Basamos este cálculo en la banda en el que el parámetro  $|S_{11}|$  tiene un valor inferior a -10 dB.

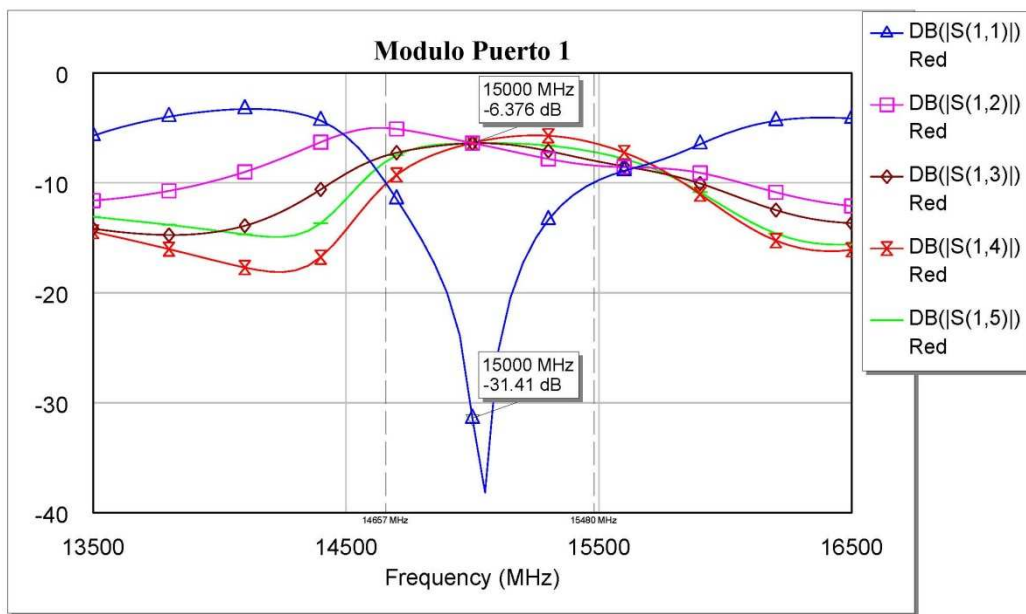


Figura 82: Parámetros S de adaptación desde el puerto 1 de la red de alimentación con divisores branchline

Los valores de la potencia en los cuatro puertos de salida son similares, pero no ocurre esto con las fases. Como ya se comprobó de forma teórica, el desfase entre los puertos era de  $90^\circ$ , excepto en el caso de los puertos #3 y #5 que están en fase. Estas diferencias hacen, que no sea posible la utilización de este modelo para nuestro array. Debemos obtener una alimentación en fase. La solución más obvia sería añadir tramos de línea de transmisión en algún lugar de la red, con distintas longitudes para corregir estos desfases. Esto nos llevaría a un rediseño completo de la red, ya que los tramos que alimentan los elementos del array, y su separación no se pueden alterar.

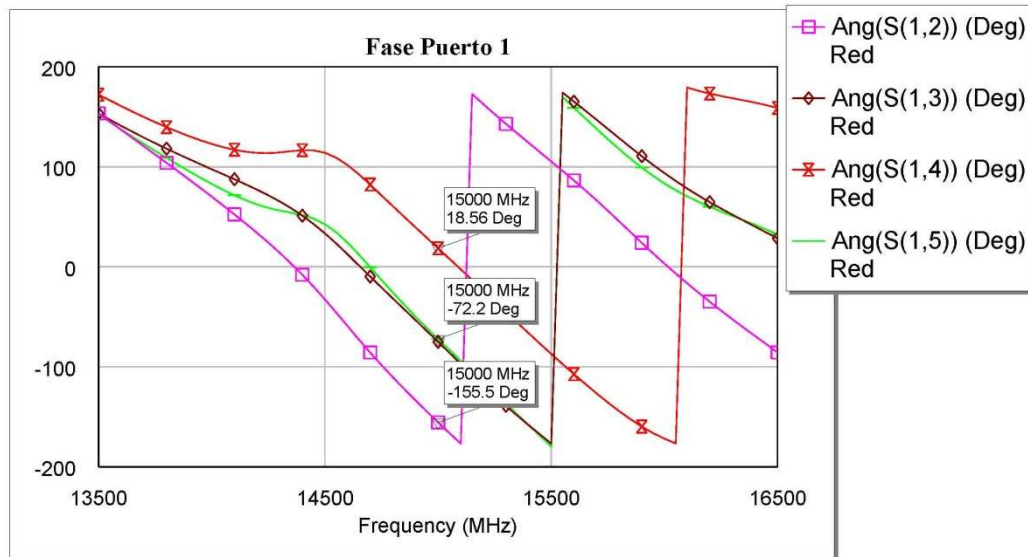


Figura 83: Fase de las señales de salida por los puertos 2, 3, 4 y 5 de la red de alimentación con divisores branchline

Si inyectamos potencia por el puerto #2 podemos observar la siguiente respuesta del dispositivo.

- El puerto #2 estaría adaptado ya que  $|S_{11}| < -20$  dB.
- Los puertos #3, #4, y #5 están aislados del puerto #2, ya que:  $|S_{23}| = |S_{24}| = |S_{25}| < -20$  dB
- La potencia resultante en el puerto #1 es algo menor a -6 dB. Este valor está próximo al esperado según el análisis teórico.

Si repetimos este análisis sobre cualquier puerto de salida, obtendremos resultados similares a los calculados desde el puerto #2.

El problema con los desfases es similar al que hemos estudiando antes. Al puerto #1 llegará una potencia desde cada puerto con una magnitud similar, pero con una fase distinta, por lo que el funcionamiento del array no sería el adecuado, con esta red de alimentación.

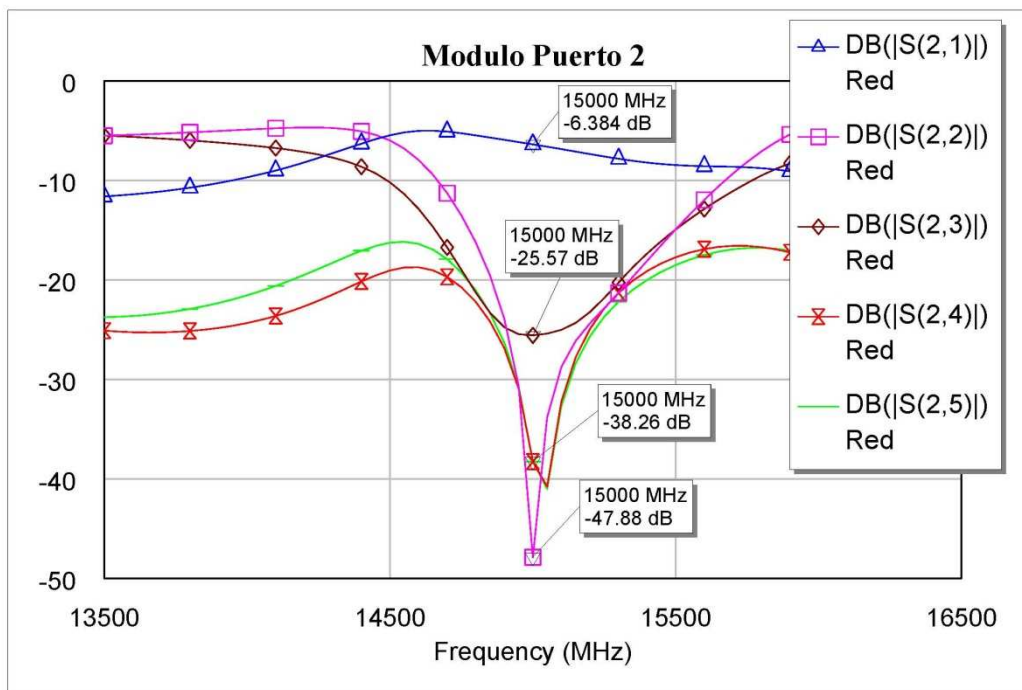


Figura 84: Parámetros S de adaptación desde el puerto 2 de la red de alimentación con divisores branchline

A continuación se muestra cómo sería físicamente nuestra red de alimentación en este caso. Podemos observar que se trata de un diseño más complejo y por lo tanto menos robusto a errores de simulación o fabricación. Además si quisiéramos utilizarlo para alimentar nuestro array, habría que rediseñarlo en su totalidad, para corregir las diferencias de fase entre los puertos de salida. Previamente ya se había comentado que no se podría utilizar como red de alimentación en nuestro caso. No obstante, se ha realizado para analizar otra opción alternativa que ofrecía una topología diferente.

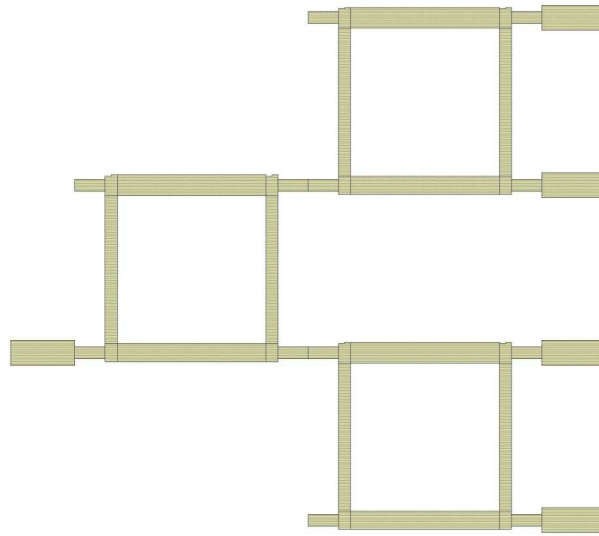


Figura 85: Aspecto físico de la red de alimentación con divisores branchline

### 3.3.4. Red de alimentación 1x4 con divisores en ‘T’

En lo que sigue vamos a estudiar el comportamiento de una red de alimentación formada por divisores en ‘T’ como los diseñados anteriormente. La red completa se ha concebido para alimentar un array de cuatro elementos separados una distancia de 10 mm. Para ello usamos una estructura en árbol que nos proporcionará una alimentación en fase entre los elementos.

En la primera figura podemos ver de forma esquemática las dimensiones físicas de nuestra red. Para conseguir un funcionamiento adecuado, se han tenido que variar ligeramente las dimensiones de los divisores en ‘T’ empleados. Definimos como entrada el puerto #1, y como salida los puertos #2, #3, #4, y #5.

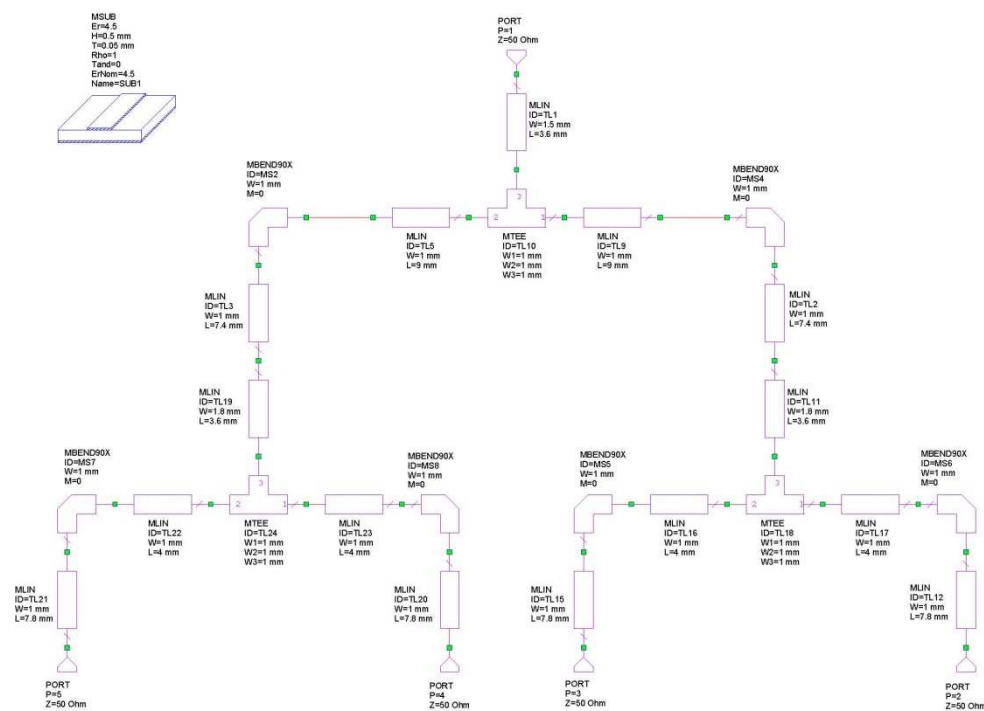


Figura 86: Esquema de la implementación de la red de alimentación en árbol con divisores en ‘T’ en el AWR

En la Figura 87 se muestra la simulación de la red de alimentación. En ella podemos analizar el comportamiento de la misma según la frecuencia. Vemos que usando el puerto #1 como entrada, este se encuentra adaptado ( $|S_{11}| < -20$  dB). En los puertos de salida, (#2, #3, #4, y #5), se reparte la potencia a partes iguales, es decir, es aproximadamente -6 dB.

Otro aspecto importante a destacar es cuantificar la banda de funcionamiento. Lo que buscamos es que a la frecuencia central, la red se comporte lo mejor posible. Pero además, vemos que la banda de funcionamiento ( $|S_{11}| < -10$  dB), se extiende bastante más allá de los 2 GHz. El reparto de la potencia en los puertos de salida, es similar en esta banda.

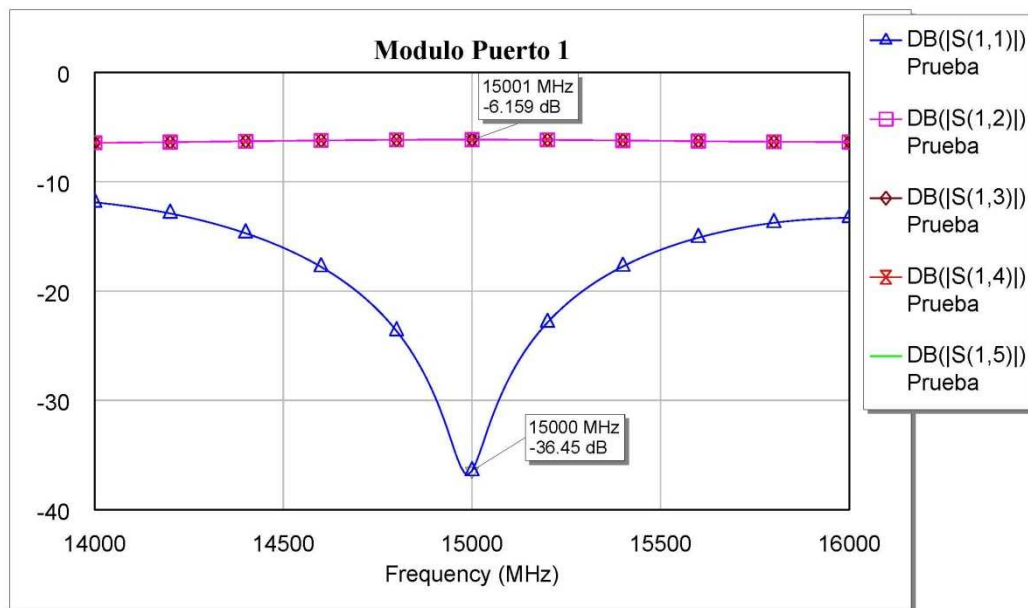


Figura 87: Parámetros S de adaptación desde el puerto 1 de la red de alimentación con divisores en 'T'



Como era previsible del análisis teórico, las señales de los puertos de salida, tiene igual fase. Esta característica es fundamental para el funcionamiento que buscamos de la red de alimentación. Las señales de salida recorren la misma distancia física, entre el puerto de entrada y el correspondiente de salida, por lo que estarán en fase. Si nos alejamos de la frecuencia central, vemos que el cambio de fase es lineal e igual en todos los puertos de salida.

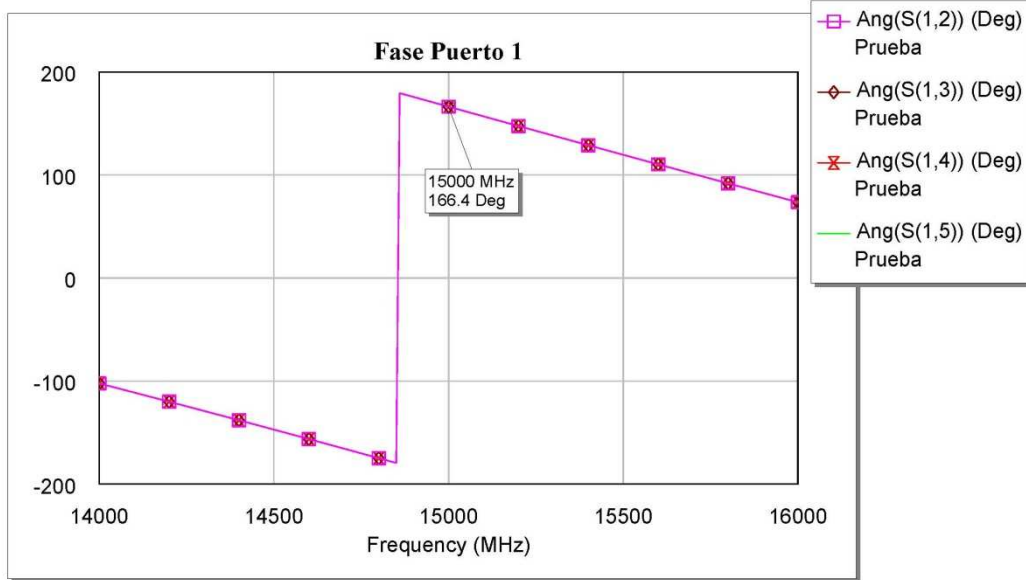


Figura 88: Fase de las señales de salida por los puertos 2, 3, 4 y 5 de la red de alimentación con divisores en 'T'

Ahora vamos a analizar las prestaciones de la red de alimentación cuando usamos el puerto #2 como entrada. En primer lugar vemos que la entrada no estará adaptada, ya que  $|S_{22}| \gg -10$  dB. Esta característica también era esperable, ya que por definición ningún hexapolo puede estar adaptado por sus tres puertos. A cambio los puertos #3, #4, y #5 si lo estan, ya que la señal de salida que proviene del puerto #2 es menor a -10 dB:

$$|S_{23}| \approx |S_{24}| \approx |S_{25}| < -10 \text{ dB}$$

Por el puerto #1 (nuestro puerto de interés), llegará una señal con una potencia de -6 dB en relación a la potencia de entrada por el puerto #2.

$$|S_{21}| \approx -6 \text{ dB}$$

El hecho de tener una relación de potencia de -6 dB en el puerto #1 es coherente con que la señal haya pasado por dos divisores de potencia a -3 dB.

Si analizamos el comportamiento en un ancho de banda de aproximadamente 2 GHz, vemos que la respuesta del puerto #1 es bastante regular, por lo que ofrecerá una recepción correcta en una banda bastante amplia. Los puertos #4, y #5 seguirán estando aislados, o como en el caso del puerto #3 presentarán una baja recepción de potencia. Sin embargo el puerto #1 estará siempre desadaptado.

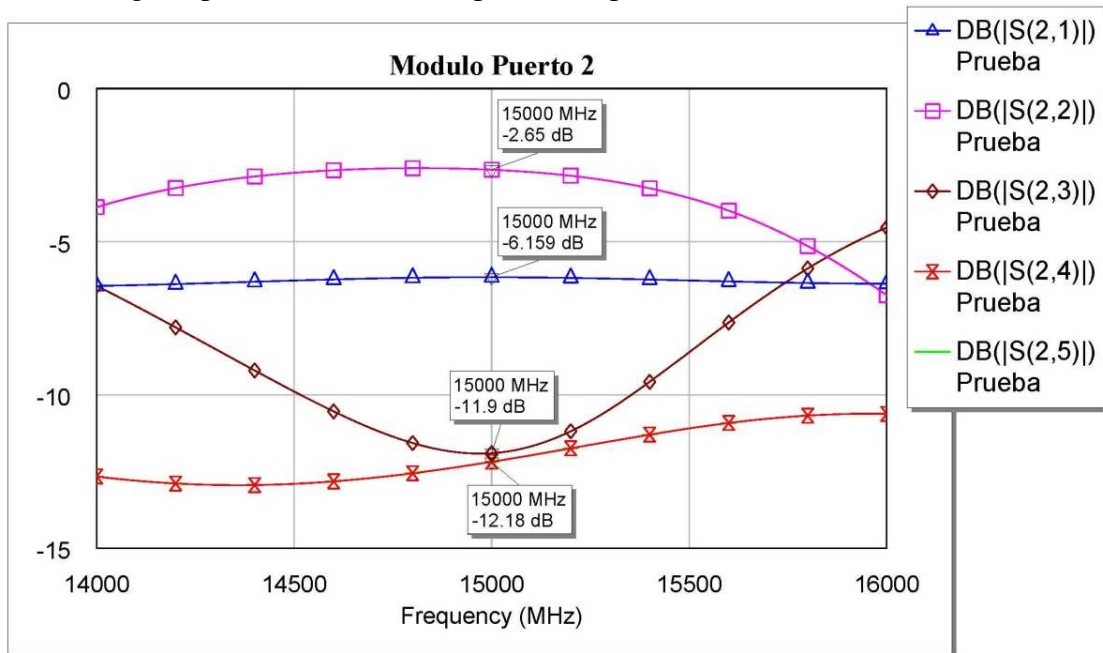


Figura 89: Parámetros S de adaptación desde el puerto 2 de la red de alimentación con divisores en 'T'

En la figura 90, vemos el aspecto físico que tendría nuestra red de alimentación en árbol. Las líneas de transmisión que simulan los puertos #2, #3, #4, y #5 son las líneas que alimentarán por proximidad a los elementos del array, y que por razones de funcionamiento ya se han incluido en el diseño de esta red. Podemos observar las líneas de transmisión que la componen, con diferentes grosores para lograr una mejor adaptación, y los tres divisores en 'T' que forman la red en árbol. Para mejorar la eficiencia del modelo, los giros de 90° en las líneas de transmisión se suavizan como se aprecia en la figura. La realización de estas muescas en las líneas nos posibilita reducir las pérdidas de potencia de la red, y hacer así más eficiente nuestro diseño.

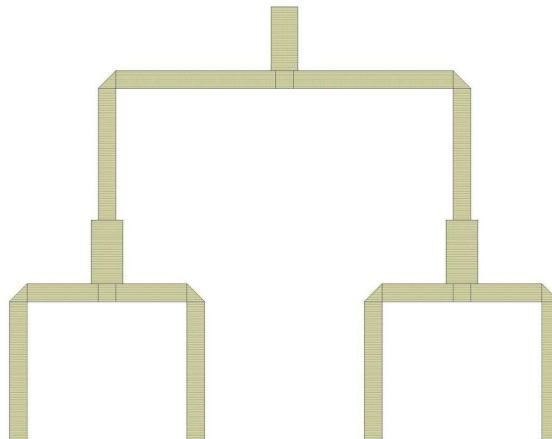


Figura 90: Aspecto físico de la red de alimentación con divisores en 'T'

### 3.4. Simulación del array completo.

En este apartado, importaremos la red de alimentación diseñada con el software AWR Design Environment, a nuestro simulador de onda completa (CST Microwave Studio). Cuando realizamos las primeras simulaciones, nos damos cuenta que el funcionamiento no es exactamente el esperado, por lo que realizamos pequeños ajustes en el diseño hasta alcanzar el funcionamiento buscado. Esto puede deberse a que el AWR es un simulador circuital, por lo que no nos puede ofrecer la exactitud de un simulador de onda completa como es CST Microwave Studio.

En esta primera figura vemos el aspecto que tendrá la antena, con los cuatro elementos del array situados sobre un dieléctrico. Bajo esta capa de material encontraremos la red de alimentación, colocado sobre el sustrato inferior y bajo este el plano de masa.

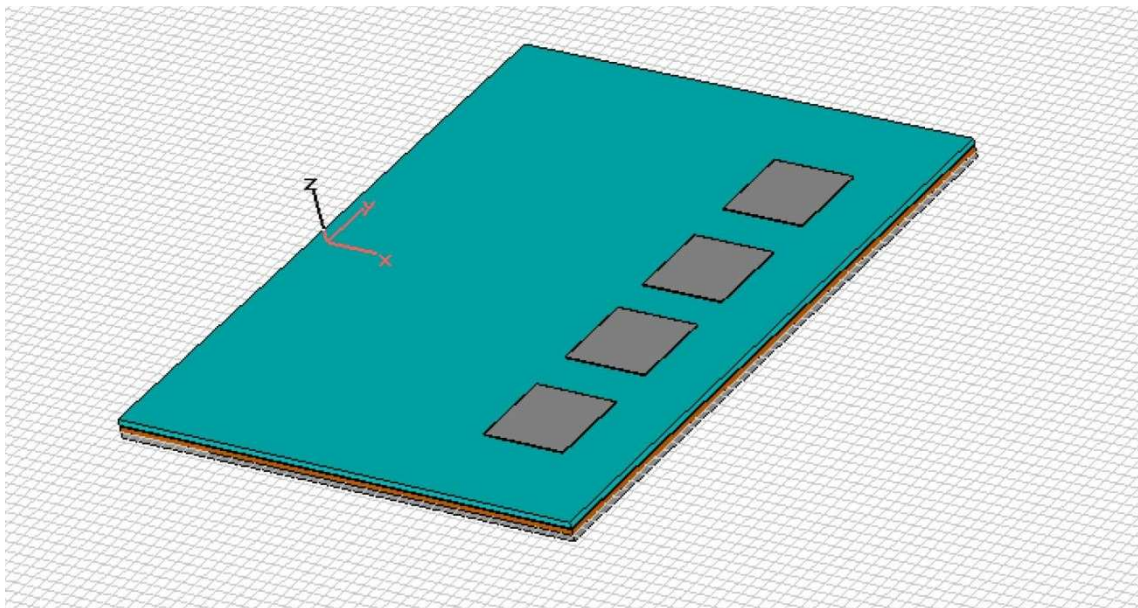


Figura 91: Vista principal del array completo

En la Figura 92 se han incluido el detalle de la red de alimentación, con los cuatro elementos del array difuminados, para comprobar hasta donde llegan las líneas de transmisión que alimentan cada parche. Esta red de alimentación se sitúa sobre otra capa de dieléctrico (en este caso el naranja).

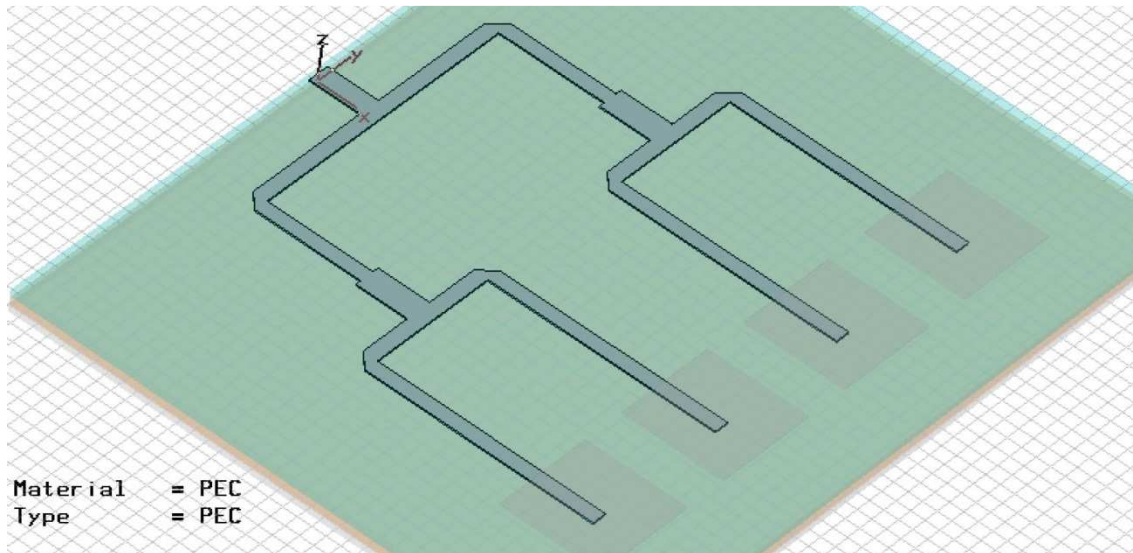


Figura 92: Vista de la red de alimentación implementada en el CST

Una vez modelado nuestro sistema completo se procede a simular la estructura completa mediante un puerto de tipo guiaonda.

En primer lugar analizamos la adaptación de nuestro modelo. Vemos que para una frecuencia central de 15 GHz, el nivel del parámetro  $S_{11}$  es bueno, ya que se acerca a -30 dB. Entre 14 GHz y 15.5 GHz la adaptación está por debajo de -10 dB, por lo que podemos considerar este rango como nuestra banda de trabajo.

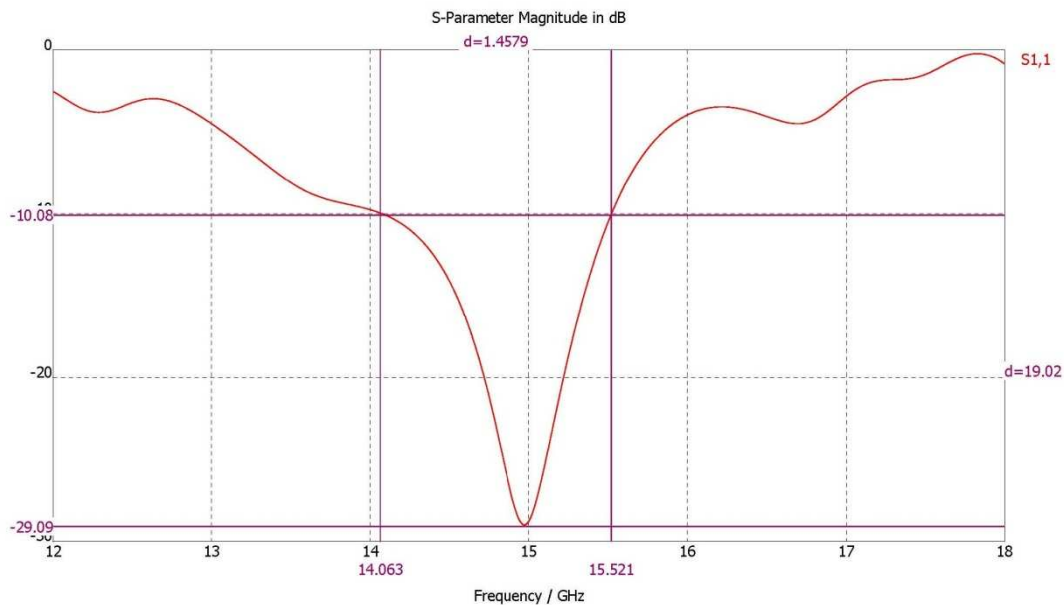


Figura 93: Parámetro  $S_{11}$  del sistema completo

En la siguiente figura, vemos el diagrama de radiación en tres dimensiones de nuestra antena. La dirección de apuntamiento sigue siendo broadside (característica de la alimentación uniforme en modulo y fase), y la directividad alcanza valores ya importantes de 13.32 dBi, en comparación a los 8.48 dBi del elemento aislado. Como se perseguía en el proyecto, al implementar una array con varios elementos, aumenta la directividad de la antena.

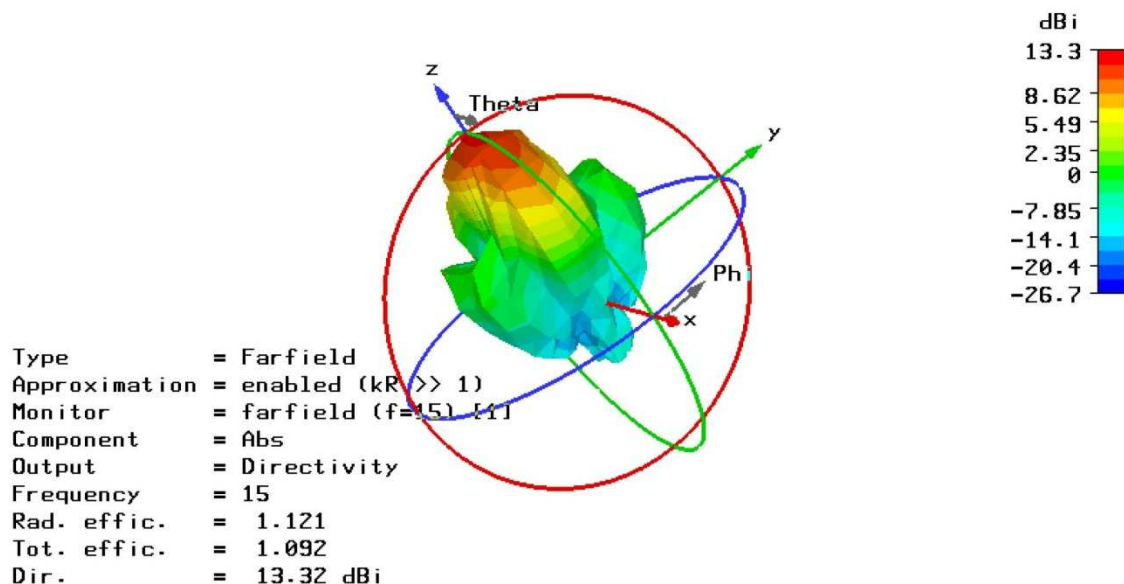


Figura 94: Diagrama de radiación en tres dimensiones del sistema completo

En la siguiente figura, podemos ver el diagrama de radiación en coordenadas polares. Con este diagrama podemos observar la dirección de apuntamiento (broadside), la dirección y magnitud de los lóbulos secundarios de radiación, y la cantidad de radiación trasera. El nivel de los lóbulos secundarios es de 1.1 dB. Este resultado es fácil de obtener si observamos los datos que nos da la simulación en el CST.

SLL (Side Lobe Level) = -12.2 dB

Magnitud del lóbulo principal: 13.3 dBi

Altura del Lóbulo Secundario =  $13.3 - 12.2 = 1.1$  dB

Además el software también nos da la anchura a 3 dB del lóbulo principal, es decir la anchura angular del lóbulo principal en la que la potencia ha caído a la mitad.

$BW_{3dB} = 24.1$  deg

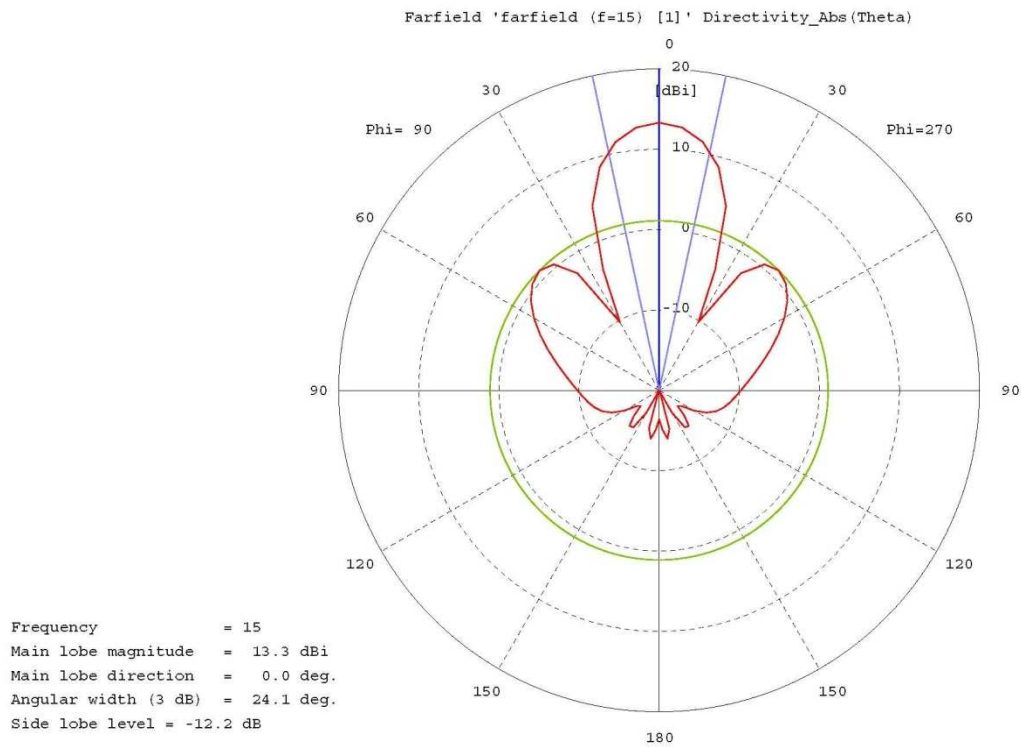


Figura 95: Diagrama de radiación en coordenadas polares del sistema completo

En esta última figura de este apartado podemos observar el diagrama de radiación en coordenadas cartesianas. Vemos como la dirección de máxima radiación se encuentra a  $0^\circ$  (radiación broadside), como el primer nulo está a  $30^\circ$ , y como tiene un lóbulo secundario a  $45^\circ$  aproximadamente. La magnitud del diagrama está expresada en unidades naturales, y no en dB como suele ser habitual.

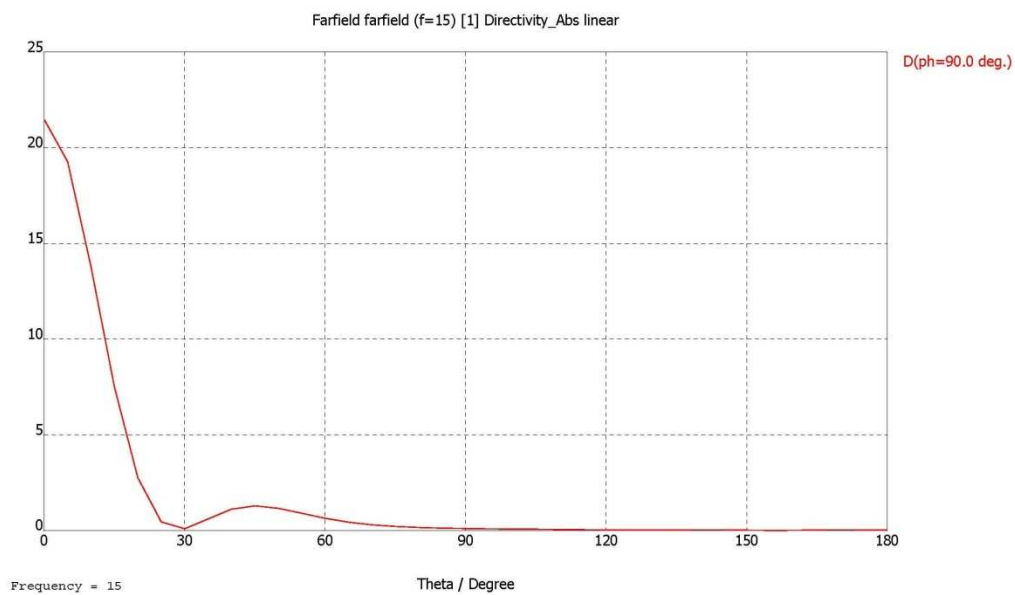


Figura 96: Diagrama de radiación representado en coordenadas cartesianas del sistema completo



### 3.5. Diseño del array a fabricar

En este último apartado ajustaremos nuestro sistema para mejorar el rendimiento, y adaptaremos sus dimensiones físicas para la utilización con sustratos reales de los que habitualmente disponemos en el laboratorio de radiofrecuencia.

En un principio disponemos de los siguientes sustratos, cuyas características principales aparecen detalladas en la siguiente tabla:

Nombre Técnico	Permitividad (a 10 GHz)	Grosos disponibles	Tangente de Pérdidas	Fabricante
DUROID 5880	2.2	0.787 mm	0.0009	ROGERS
25N	3.38	0.5 mm 1.5 mm	0.0025	ARLON
AD450	4.5	0.5 mm 1.5 mm	0.0025	ARLON
TMM4	4.5	0.5 mm	0.0020	ROGERS
FR-4	4.5	0.5 mm 1.55 mm	0.015	BUNGARD

Tabla 9: Sustratos disponibles para la fabricación en el laboratorio

Todos los sustratos tienen un grosor de la metalización de 35  $\mu\text{m}$

Disponemos de dos sustratos que cumplen las características para ser la capa inferior, es decir en la que va impresa la red de alimentación por proximidad. Ambos dieléctricos tienen una constante dieléctrica de  $\epsilon_r = 4.5$  y una baja tangente de pérdidas.

Sin embargo no hay ningún sustrato que se adapte a las características de la capa superior de nuestro diseño, en la que situaremos los parches. Por ello debemos realizar ligeras modificaciones en las dimensiones de nuestro dispositivo, para conseguir un buen funcionamiento a 15 GHz. Lo deseable es que la constante dieléctrica del sustrato superior sea lo menor posible, por lo que tomamos en consideración los dos materiales con las permitividades más bajas.

Realizando las simulaciones necesarias con el software CST Microwave Studio, llegamos a la conclusión que el material con constante dieléctrica de 3.38, se adapta mejor a nuestras necesidades. Los cambios en las dimensiones se ven reflejados en la siguiente tabla comparativa:

Parámetro	Medida Anterior $\epsilon_r = 1$	Medida Actual $\epsilon_r = 3.38$
Px	7	4.6
Py	6.5	4.5
Longitud línea alimentación	8	7

Tabla 10: Comparativa de las dimensiones físicas entre el diseño teórico y el diseño a fabricar

Ahora vamos a analizar los resultados de la simulación para este modelo y la posible variación de las prestaciones resultantes por el cambio de sustrato.

La vista principal de la antena es similar a la del apartado anterior, como se ve en la Figura 97. Podemos apreciar que el tamaño de los parches se ha reducido un poco, en relación al tamaño total del sustrato, que es igual en ambos modelos. La separación entre elementos es la misma, pero al tener estos un tamaño menor, el espacio es mayor. Se ha disminuido el tamaño de la línea de alimentación de los parches, pero no se aprecia en esta imagen.

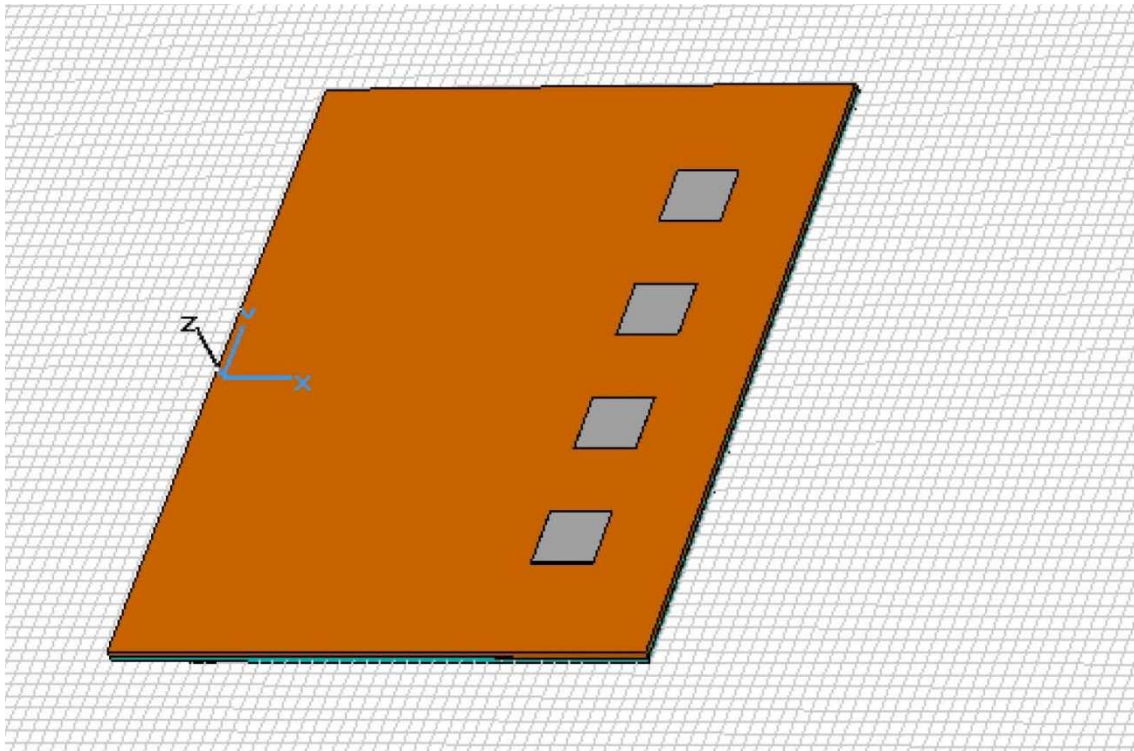


Figura 97: Vista principal del array completo del modelo a fabricar

Una vez hemos introducido las modificaciones del diseño en la interfaz gráfica, procedemos a analizar las prestaciones del nuevo array. En primer lugar vemos el gráfico del parámetro  $|S_{11}|$ , en función de la frecuencia. Se aprecia que nuestro diseño se encuentra adaptado para nuestra frecuencia de trabajo que es de 15 GHz.



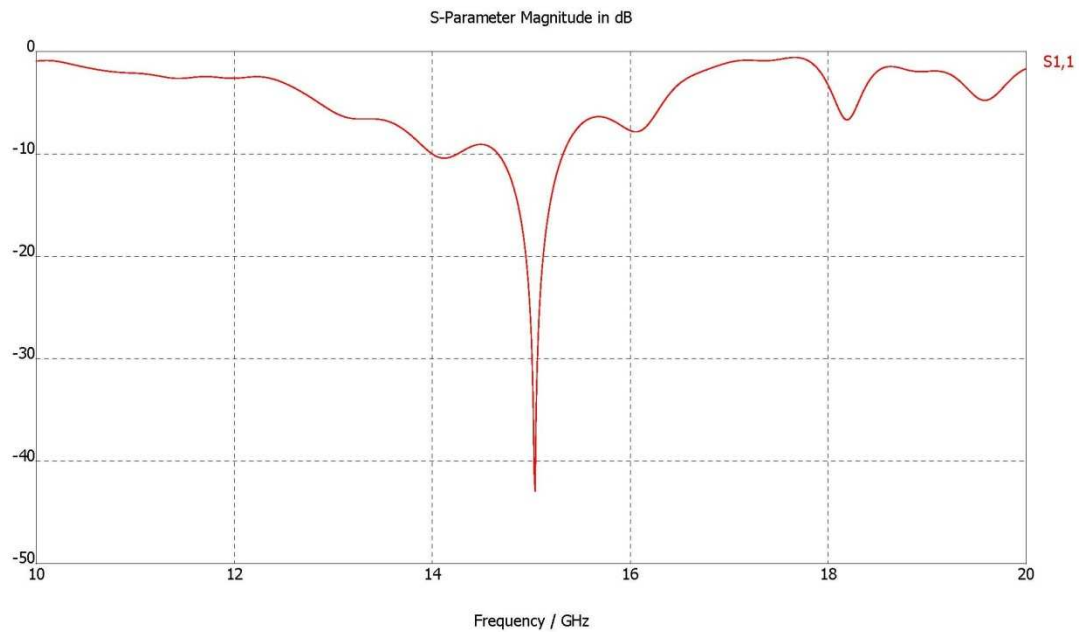


Figura 98: Parámetro  $S_{11}$  del array completo del modelo a fabricar

En la siguiente figura observamos el diagrama de radiación en 3D de nuestro array. Podemos ver como la dirección de máxima radiación se ha desviado ligeramente del eje z. El valor de la directividad, ha disminuido un poco respecto al valor inicial, pero sigue siendo, en cualquier caso, significativamente mayor que la del elemento aislado.

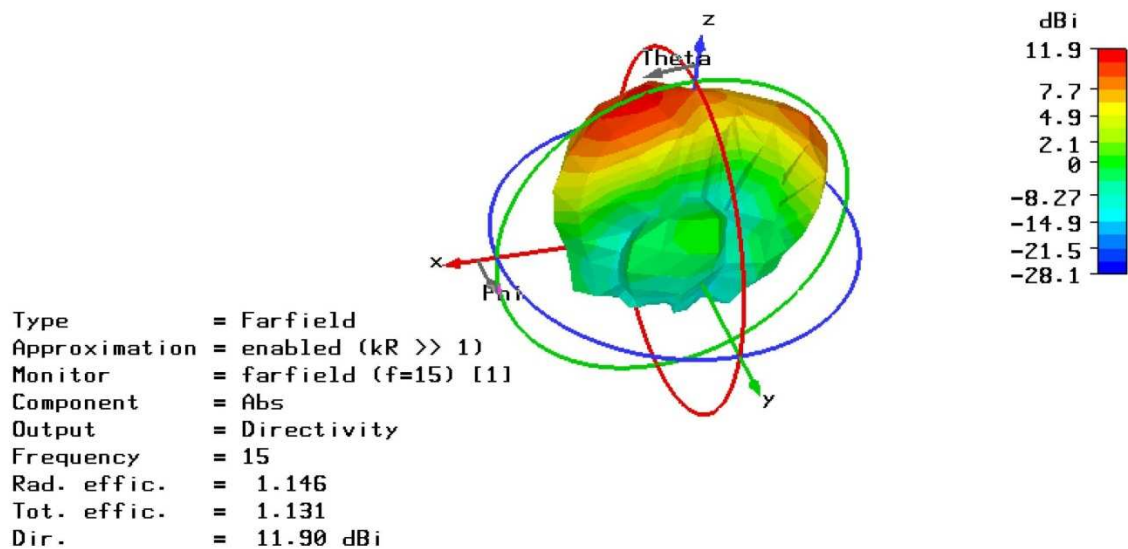


Figura 99: Diagrama de radiación en tres dimensiones del modelo a fabricar

A continuación se incluye en la Figura 100 el diagrama de radiación en coordenadas polares. Podemos observar que tanto el lóbulo de radiación trasera como los lóbulos secundarios se mantienen en niveles aceptables.

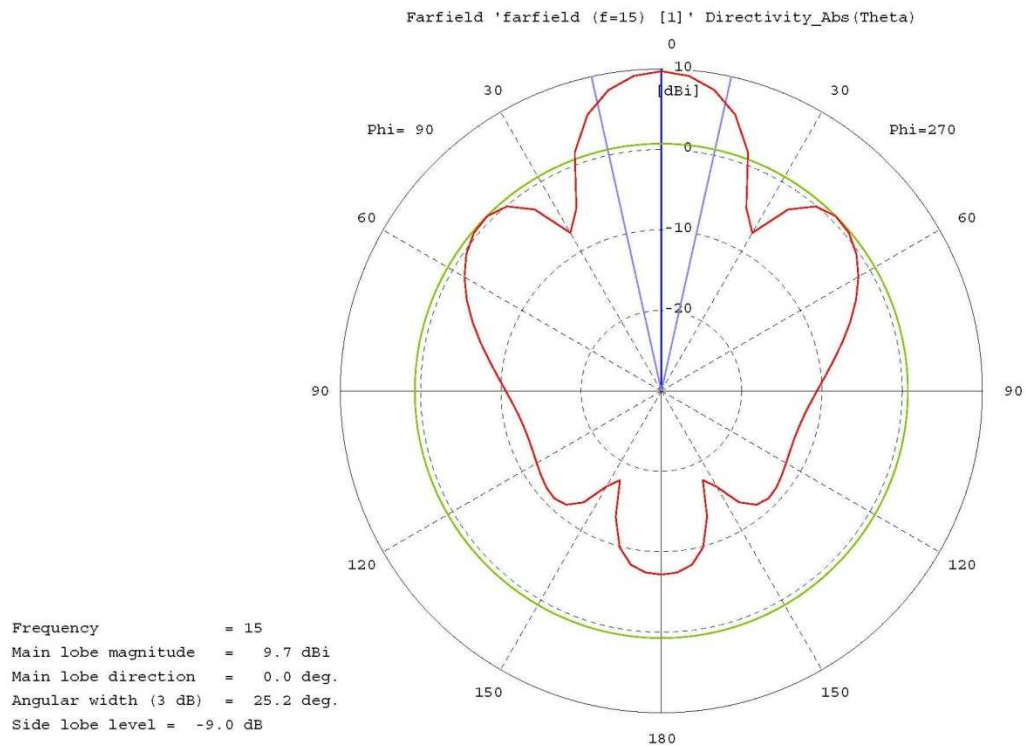


Figura 100: Diagrama de radiación en coordenadas polares del array completo del modelo a fabricar

Por último presentamos en la siguiente figura el diagrama de radiación en coordenadas cartesianas correspondiente al array completo

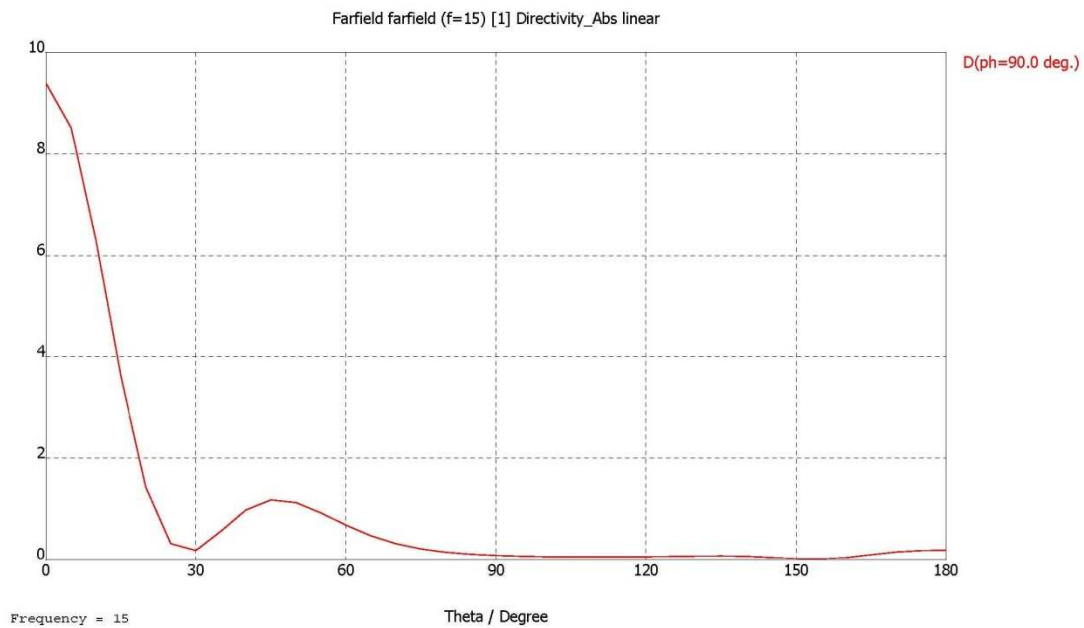


Figura 101: Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del array completo del modelo a fabricar

## 4. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

A lo largo del presente proyecto fin de carrera se ha estudiado la posibilidad de emplear antenas de parche para realizar un radar situado en un vehículo. Se ha revisado el estado del arte en cuanto a las antenas y aplicaciones más comúnmente utilizadas en vehículos.

Debido a la necesidad de integrar antenas de bajo perfil y fáciles de integrar en lo posible el trabajo se ha centrado en los parches como elementos radiantes. Dentro de estos hemos analizado el comportamiento básico de un parche alimentado por proximidad. Se ha podido comprobar la utilidad de este tipo de alimentación en el sentido de que permite jugar con una permitividad diferente para la alimentación y para la capa que tiene impreso el parche. Se ha podido obtener en simulación una antena que presenta unos buenos niveles de adaptación en la banda de 15 GHz y tanto los diagramas como los niveles de ganancia obtenidos son adecuados. No obstante y dado que estas antenas presentan ganancias alrededor de 6 a 8 dB, se ha optado por diseñar un array de parches para aumentar la ganancia y disponer de una antena que permita niveles de potencia razonables, trabajar en un rango de distancias adecuado para la aplicación y a su vez no aumentar demasiado el tamaño de la antena en su conjunto.

Se ha realizado el diseño completo de un array de cuatro parches alimentados por proximidad. Para la capa de sustrato de la alimentación se ha empleado un material de permitividad 4.5 lo que permite reducir la red y ajustar los tamaños y distancias. La capa de sustrato superior que se ha utilizado ha sido de baja permitividad, próxima a uno, buscando reducir la permitividad efectiva. Se ha logrado de esta manera un diseño de tamaño limitado que mediante una red en árbol, utilizando divisores en T, permite alimentar un array lineal de cuatro parches. Los niveles de ganancia obtenidos en las simulaciones permiten concluir la utilidad de esta configuración para el objetivo propuesto. La red inicialmente ha sido modelada mediante un software de circuitos que permite un ajuste rápido de los parámetros de diseño y un tratamiento sencillo de los elementos que constituyen los divisores de potencia. Finalmente se ha exportado dicho modelo al simulador CST Microwave Studio para integrar y simular dicha red conjuntamente con las antenas. Los resultados alcanzados en simulación, tras el ajuste y la optimización del conjunto, han permitido comprobar el aumento de ganancia de la configuración en array (se han obtenido niveles de ganancia próximos a 13-14 dB para el conjunto).

Por todo lo anterior, desde un punto de vista de ingeniería podemos afirmar que tanto los parches alimentados por proximidad, como la utilización de sustratos de dos capas, permiten diseñar arrays sencillos que pueden ser utilizados con éxito en diseños reales de sistemas radar en vehículos.

Como paso inmediato al estudio presentado, sería conveniente la fabricación de un prototipo, para verificar el funcionamiento del array. Una vez se tuviera un array que permita trabajar en el banda seleccionada, se podrían realizar pruebas de funcionamiento colocando la antena en un vehículo. Para ello, sería necesario un estudio más profundo de los fundamentos de los sistemas radar, y el desarrollo de una pequeña aplicación software que fuera capaz de interpretar los resultados.

Para mejorar y desarrollar nuestro dispositivo, podríamos plantear nuevas topologías para el array. En nuestro caso hemos elegido un array lineal, pero podríamos estudiar el efecto que tendría la colocación de los elementos en forma plana, es decir por ejemplo en una configuración 2x2. También sería interesante tener en cuenta la posibilidad de aumentar el número de elementos del array con el fin de mejorar las prestaciones.

Otra vía de desarrollo, podría ser la utilización de parches con formas geométricas diferentes. En nuestro caso sólo hemos planteado la utilización de parches cuadrados o rectangulares, pero como ya se expuso, podríamos utilizar geometrías circulares, triangulares, o en forma de anillo. Incluso podríamos tener en cuenta la posibilidad de incluir en la antena nuevos elementos impresos como los dipolos. Esta modificación de los elementos que forman la antena, tendría como objetivo mejorar las características de la antena, como la ganancia, el ancho de banda o la eficiencia.

Cambiar la banda de frecuencias a una más alta puede también ayudarnos a mejorar las prestaciones del sistema radar, pero debemos tener especial cuidado al diseñar el array en cuestión, ya que esta subida en frecuencia, normalmente dificulta el diseño.

Para optimizar el funcionamiento del sistema podemos estudiar la zona de colocación en el vehículo más conveniente. Aprovechando una de las ventajas principales de las antenas de parche, como es su posibilidad de conformado, estudiaríamos la posibilidad de adaptar el parche a la estructura del vehículo. Así podríamos reducir el espacio ocupado por el sistema y las interferencias con otros sistemas, ya que estaría colocado directamente en el exterior del vehículo.

## 5. BIBLIOGRAFÍA

- Miguel A. González de Aza , Juan Zapata Ferrer, José A. Encinar Garcinuño. **“Array de antenas microstrip de banda ancha situadas sobre cavidades”**. Departamento de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos. Universidad Politécnica de Madrid. URSI 2001.
- Gemma Nagore, Iñigo Ederra, Beatriz Martínez, Jorge Teniente, Ramón Gonzalo. **“Medidas de una antena parche sobre un sustrato pbg 2-d”**. Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. Grupo de Microondas y Milimétricas. Universidad Pública de Navarra. URSI 2001.
- Rainer Kronberger. Axel Stephan. Michael Daginnus. **“3D antenna measurement and electromagnetic simulation for advanced vehicle antenna development”**. Fuba Auromotrve GnibH & Co. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE.
- Nurnl Hazlina Noordin, A.Irawan, Zulkeflee Khalidin. **“A proposal of antenna positioner implementation on a moving vehicle for geosynchronous satellite system”**. Faculty ofElectrcal &Electronics Engineering. Universiti Malaysia Pahang. 2008 International Conference on Electronic Design. International Conference on Electronic Design, 2008. ICED 2008.
- Yoshio Ebine, (IEEE), and Yoshihide Yamada, (IEEE). **“A Vehicular-Mounted Vertical Space Diversity Antenna for a Land Mobile Radio”**. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 40, NO. 2, MAY 1991.
- Eduardo B. Perri. **“Dual Band Cellular Antenna in a Multifunction Platform for Vehicular Applications”**. University of São Paulo. Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE.
- Malcolm Hamer, Miles Butcher. **“Experimental vehicular angle-diversity antenna using mutual coupling”**. BT Laboratories. Martlesham Heath. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 39, NO. 2, MAY 1990.
- Eberhard Gschwendtner, Werner Wirdbeck. **“Frequency-Independent Antenna Concepts for the Use in Vehicles”**. Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik. University of Karlsruhe. 2000 10<sup>th</sup> Internation Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”.
- Motoki Hirano, Mikio Takeuchi, Takahisa Tomoda and Kin-Ichiro Nakano. **“Keyless Entry System With Radio Card Transponder”**. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 35, NO. 2, MAY 1988.

- D. Searle and R. A. Lewis. “**Millimetre wave antennas for vehicle based telematic applications**”. 1998 The Institution of Electrical Engineers. MM-Wave Circuits and Technology for Commercial Applications (Ref. No. 1999/007), IEE Colloquium.
- Jean-Roger K. Kuvedu-Libla. “**Radiated Immunity Tests of Automotive EMC Challenge Vehicle Active Antenna Designs**”. Delphi Electronic & Safety. Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2008. EMC 2008. IEEE International.
- H.K. Lindenmeier, J.F. Hopf, L.M. Reiter. “**Smart Antenna Application on Vehicles with Low Profile Array Antennas**”. University of the Bundeswehr Munich. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE.
- Souichi Noguchi, Takafumi Fujimoto, Kazumasa Tanaka, Mitsuo Taguchi. “**Stacked Rectangular Microstrip Antenna with a Shorting Post for Road Vehicle Communication**”. Dept. of Electrical & Electronic Eng., Nagasaki University. Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE.
- Heinrich-G. Schuering, Gerd-H. Hassmann, Heinz K. Lindenmeier. “**State of the Art of Vehicle Antennas for Satellite Radio**”. University of the Bundeswehr Munich. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE.
- Balanis C. A.: Antenna Theory: Analysis and Design. John Wiley and Sons.
- Cardama A.; Jofre L.; Rius J.: Antenas. UPC.
- Stutzman W.L.; Thiele G. A.: Antenna Theory and Design. John Wiley & Sons, Inc.
- David M. Pozar: Microwave Engineering. Second Edition 1998, John Wiley & Sons.
- Collin, R.E.: Antennas and radiowave Propagation. McGraw-Hill, 1985.
- Hernanz, M. y Martín Pascual, C.: Nociones básicas de antenas en microondas. CSIC 1976.
- Kraus, J.D.: Antennas. McGraw-Hill, 1988.
- <http://es.wikipedia.org/wiki/Radar>
- [http://es.wikipedia.org/wiki/Phased\\_array](http://es.wikipedia.org/wiki/Phased_array)
- <http://es.wikipedia.org/wiki/Antena>





1.- Autor:

2.- Departamento:

### 3.- Descripción del Proyecto:

- Duración: 6 meses

24.331,19 Euros

**5.- Desglose presupuestario (costes directos)**

PERSONAL

Apellidos y nombre	N.I.F. (no rellenar - solo a título informativo)	Categoría	Dedicación (hombres mes) <sup>a)</sup>	Coste hombre mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad
Alberto Fórneas Alonso		Ingeniero Senior Ingeniero	7,31	4.289,54	0,00	
				2.694,39	0,00	
					19.695,99	
					0,00	
					0,00	
<b>Hombres mes 7,31</b>				<b>Total</b>	19.695,99	

Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8.8 hombres mes (1.155 horas)

Maximo anual para F.C. de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 millones M€s (1.155 horas)

Descripción	Coste (Euro)	% Uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable <sup>4)</sup>
Ordenador	800,00	100	6	60	80,00
Licencia de CST Microwave Studio	3.000,00	100	6	60	300,00
		100		60	0,00
		100		60	0,00
		100		60	0,00
					0,00
<b>Total</b>					<b>380,00</b>

$\Delta$  = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado.

A = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B = periodo de depreciación (60 meses)

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

Descripción	Empresa	Coste imputable
Coste de fabricación del prototipo	Laboratorio del departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones	200,00
<b>Total</b>		<b>200,00</b>

Descripción	Empresa	Costes imputable
<b>Total</b>		<b>0,00</b>

<sup>e)</sup> Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas, otros,...

Presupuesto Costes Totales	Presupuesto Costes Totales
Personal	19.696
Amortización	380
Subcontratación de tareas	200
Costes de funcionamiento	0
Costes Indirectos	4.055
Total	24.331